

## Orthogonal frequency-division multiplex demodulation device, and demodulation method

**Publication number:** CN1278127 (A)

**Publication date:** 2000-12-27

**Inventor(s):** KYOSO SHIRAKATA [JP]; TOMOHIRO KIMURA [JP]; KOICHIRO TANAKA [JP]

**Applicant(s):** MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD [JP]

**Classification:**

- international: H04L27/26; H04L27/26; (IPC1-7): H04J11/00; H04L27/22

- European: H04L27/26M5C5

**Application number:** CN20001019254 20000622

**Priority number(s):** JP19990174984 19990622

**Also published as:**

CN1200528 (C)

EP1063824 (A2)

EP1063824 (A3)

EP1063824 (B1)

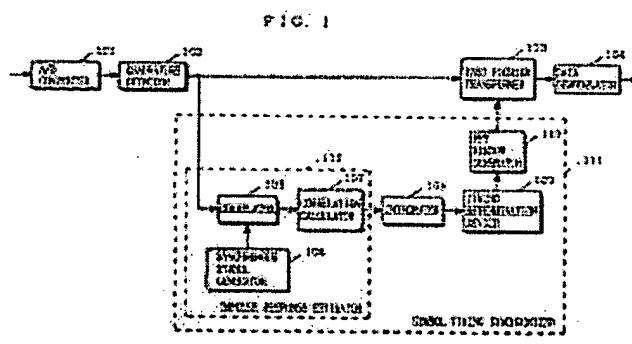
US6993083 (B1)

[more >>](#)

Abstract not available for CN 1278127 (A)

Abstract of corresponding document: **EP 1063824 (A2)**

An object of the present invention is to provide an apparatus for OFDM demodulation establishing symbol synchronization in such a manner as to minimize between-symbol interference even under the environment where multipath occurs, and a method therefor. An incoming signal is an OFDM signal including a transmission symbol structured by a valid symbol period and a guard interval, and a predetermined synchronization symbol is included in the OFDM signal for every transmission frame, and. A correlator 105 calculates how a signal generated by a synchronization symbol generator 106 and the OFDM signal are correlated to each other. A correlation calculator 107 then calculates a correlation therefrom. An integrator 108 integrates the calculated correlation by the guard interval. A timing determination device 109 determines symbol timing from the integrated correlation.; An FFT window generator 110 outputs operation timing for Fourier transform from the determined symbol timing. Based on the signal outputted from the FFT window generator 110, the apparatus for OFDM demodulation extracts a signal in the valid symbol period from the transmission symbol for demodulation.



Data supplied from the **esp@cenet** database — Worldwide

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl<sup>7</sup>

H04J 11/00

H04L 27/22

## [12]发明专利申请公开说明书

[21]申请号 00119254.X

[43]公开日 2000年12月27日

[11]公开号 CN 1278127A

[22]申请日 2000.6.22 [21]申请号 00119254.X

[30]优先权

[32]1999.6.22 [33]JP [31]174984/1999

[71]申请人 松下电器产业株式会社

地址 日本国大阪府

[72]发明人 白方亨宗 木村知弘 田中宏一郎  
中原秀树 原田泰男 细川修也

[74]专利代理机构 上海专利商标事务所

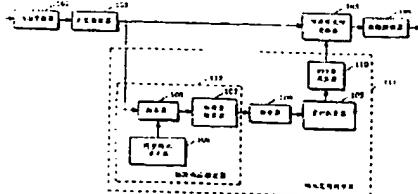
代理人 沈昭坤

权利要求书8页 说明书23页 附图页数16页

[54]发明名称 正交频分多路复用解调装置和解调方法

[57]摘要

本发明提供一种即使在产生多路径环境下也可进行码元同步，使码元间干扰影响最小的OFDM解调装置和方法。输入信号是OFDM信号，相关器(105)求同步码元发生器(106)产生的信号与OFDM信号的相关，相关量运算器(107)由求得的相关运算相关量，积分器(108)在防护期间对运算的相关量进行积分，定时判定器(109)由积分的相关量判定码元定时，FFT窗发生器(110)由判定的码元定时输出傅里叶变换工作定时，OFDM解调装置根据FFT窗发生器输出的信号，从传送码元取出有效码元期间的信号，进行解调。



ISSN 1008-4274

# 权 利 要 求 书

1. 一种对每个传送帧含有特定同步码元，并由有效码元期间与防护期间构成的数据码元组成的 OFDM 信号进行解调的 OFDM 解调装置，其特征在于，它包括：

由所述 OFDM 信号，推定脉冲响应的脉冲响应推定部；

对由所述脉冲响应推定部推定所求得的信号进行积分的积分部；

根据所述积分部的积分值，检测所述 OFDM 信号的码元定时的判定部；

根据所述码元定时，产生提供所述有效码元期间的窗定时的窗定时发生部；

根据所述窗定时，对所述 OFDM 信号进行傅里叶变换的傅里叶变换部。

2. 如权利要求 1 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，在所述同步码元内，同一波形信号周期性地传送 2 次以上时，该解调装置还包括：

把所述 OFDM 信号延迟预定采样数的延迟部；

把所述延迟部延滞的信号与所述 OFDM 信号相乘的乘法部；

对所述乘法部中相乘所得信号进行平均的平均化部；

根据所述平均化部加以平均的信号，运算频率误差的频率误差运算部；

按照所述码元定时，保持所述频率误差的保持部；

根据所述保持部输出的频率误差，修正所述 OFDM 信号的频率偏差的频率修正部；

所述傅里叶变换部，按照所述窗定时，对所述频率修正部作频率偏差修正的所述 OFDM 信号进行傅里叶变换。

3. 如权利要求 1 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，在同步码元内，同一波形信号周期性地传送 2 次以上时，该解调装置还包括：

使所述 OFDM 信号即第 1 OFDM 信号延滞第 1 预定采样数的第 1 延迟部；

把所述第 1 延迟部延滞的信号与第 1 OFDM 信号相乘的第 1 乘法部；

对所述第 1 乘法部中相乘所得信号进行平均的第 1 平均化部；

根据所述第 1 平均化部加以平均的信号，运算第 1 频率误差的第 1 频率误差运算部；

对所述第 1 乘法部中相乘所得信号进行平滑处理的滤波器部；

运算所述滤波器部加以平滑处理的信号的绝对值的绝对值运算部；

第 1 判定部，根据所述绝对值，判定所述第 1 OFDM 信号与所述第 1 延迟部延滞的信号的相关，并检测所述第 1 OFDM 信号的码元定时；

按照所述第 1 判定部检测的码元定时，保持所述第 1 频率误差的第 1 保持部；

根据所述第 1 保持部输出的第 1 频率误差，修正所述第 1 OFDM 信号频率偏差的第 1 频率修正部；

使所述第 1 频率修正部作频率偏差修正的所述第 1 OFDM 信号即第 2 OFDM 信号延迟第 2 预定采样数的第 2 延迟部；

把所述第 2 延迟部延迟的信号与所述第 2 OFDM 信号相乘的第 2 乘法部；

对所述第 2 乘法部中相乘所得信号进行平均的第 2 平均化部；

根据所述第 2 平均化部加以平均的信号，运算第 2 频率误差的第 2 频率误差运算部；

按照所述判定部检测的码元定时，保持所述第 2 频率误差的第 2 保持部；

根据所述第 2 保持部输出的第 2 频率误差，修正所述第 2 OFDM 信号的频率偏差的第 2 频率修正部；

所述脉冲响应推定部，由所述第 2 OFDM 信号推定脉冲响应；

所述傅里叶变换部，按照窗定时，对由所述第 2 频率修正部作频率修正的第 2 OFDM 信号进行傅里叶变换。

4. 如权利要求 1 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，

所述积分部，以所述防护期间时间段为积分区间，对输入信号顺次错开该积分区间的位置，同时对该输入信号进行积分。

5. 如权利要求 1 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，所述积分部，以所述防护期间时间段与其前后附加的预定时间段为积分区间，对输入信号顺次错开该积分区间的位置，同时对该输入信号进行积分，从而在所述防护期间长的矩形脉冲响应前后也具有响应。

6. 如权利要求 1 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，所述积分部，以所述防护期间时间段与其前后附加的预定时间段为积分区间，对输入信号顺次错开该积分区间的位置，同时对该输入信号进行积分，由此，在所述防护期间长的矩形脉冲响应的前方具有单调增加的响应，在后方具有单调减少的响应。

7. 如权利要求 1 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，所述脉冲响应推

定部包括：

产生与所述同步码元相同的信号的同步码元发生部；

运算表示所述同步码元发生部产生信号与所述 OFDM 信号相关的信号的相关部；

由所述相关部运算的信号，运算相关量的相关量运算部。

8. 如权利要求 1 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，所述脉冲响应推定部包括：

产生与所述同步码元同一频域的信号的同步码元发生部；

把所述傅里叶变换部输出的信号与所述同步码元发生器输出的信号相乘的乘法器；

对所述乘法器中相乘所得信号进行傅里叶反变换的傅里叶反变换部；

由所述傅里叶反变换部输出的信号，运算相关量的相关量运算部。

9. 如权利要求 7 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，

所述相关量运算部，运算输入信号的复矢量( $i, q$ )的绝对值。

10. 如权利要求 8 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，

所述相关量运算部，运算输入信号的复矢量( $i, q$ )的绝对值。

11. 如权利要求 7 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，所述相关量运算部，从输入信号的复矢量( $i, q$ )，运算  $i$  的绝对值与  $q$  绝对值之和。

12. 如权利要求 8 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，所述相关量运算部，从输入信号的复矢量( $i, q$ )，运算  $i$  的绝对值与  $q$  绝对值之和。

13. 如权利要求 7 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，所述相关量运算部，从输入信号的复矢量( $i, q$ )，运算  $i$  平方与  $q$  平方的和。

14. 如权利要求 8 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，所述相关量运算部，从输入信号的复矢量( $i, q$ )，运算  $i$  平方与  $q$  平方的和。

15. 如权利要求 3 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，所述第 1 判定部，输入所述绝对值运算部运算的绝对值，检测所述绝对值为恒定值，然后检测该绝对值为该恒定值的预定比例。

16. 一种对把作为基准相位的已知导频分配至多个预定副载波的 OFDM 信号进行解调的 OFDM 解调装置，其特征在于，它包括：

对所述 OFDM 信号进行傅里叶变换的傅里叶变换部；

从所述傅里叶变换部作傅里叶变换的信号，取出所述导频的导频提取部；

运算提取的所述导频的相位变化的相位变化运算部；

根据所述相位变化，推定表示所述傅里叶变换部工作定时的窗定时的偏差的窗偏差推定部；

根据所述窗偏差推定部推定的偏差与所述 OFDM 信号的码元定时，产生使所述傅里叶变换部工作的窗定时的窗定时发生部。

17. 一种对每个传送帧含预定基准码元，并把作为基准相位的已知导频分配至多个预定副载波的 OFDM 信号进行解调的 OFDM 解调装置，其特征在于，它包括：

对所述 OFDM 信号进行傅里叶变换的傅里叶变换部；

产生与所述基准码元相同的信号的基准码元发生部；

根据所述基准码元发生部产生的信号与所述傅里叶变换部作傅里叶变换的信号，推定传送路径特性的传送路径推定部；

根据所述传送路径推定部输出的传送路径信息，对傅里叶变换部作傅里叶变换的信号进行均衡的均衡部；

从所述均衡部加以均衡的信号，取出所述导频的导频提取部；

运算提取的所述导频相位变化的相位变化运算部；

根据所述相位变化，推定表示所述傅里叶变换部工作定时的窗定时的偏差的窗偏差推定部；

根据所述窗偏差推定部推定的偏差与所述 OFDM 信号的码元定时，产生使所述傅里叶变换部工作的窗定时的窗定时发生部。

18. 如权利要求 17 所述的 OFDN 解调装置，其特征在于，它还包括：

根据所述相位变化，推定所述 OFDM 信号的相位偏差的相位偏差推定部；

根据所述相位偏差，修正从所述传送路径推定部向所述均衡部输出的传送路径信息的传送路径信息修正部。

19. 如权利要求 18 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，所述传送路径信息修正部，根据所述窗偏差推定部输出偏差信号的定时，修正所述传送路径信息。

20. 如权利要求 17 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，所述窗定时发生部，根据所述窗偏差推定部推定的偏差，把所述码元定时错开预定采样数，产生所述窗定时。

21. 如权利要求 17 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，还包括：

根据所述相位变化，推定所述 OFDM 信号的相位偏差的相位偏差推定部；

根据所述相位偏差，修正所述均衡部输出的信号相位的相位修正部。

22. 一种对每个传送帧含特定同步码元，并由有效码元期间与防护期间构成的数据码元组成的 OFDM 信号进行解调的 OFDM 解调方法，其特征在于，包括下述步骤：

由所述 OFDM 信号推定脉冲响应的步骤；

对所述推定求得的信号进行积分的步骤；

根据所述积分的值，检测所述 OFDM 信号的码元定时的步骤；

根据所述码元定时，产生提供有效码元期间的窗定时的步骤；

按照所述窗定时，对所述 OFDM 信号进行傅里叶变换的步骤。

23. 如权利要求 22 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，在所述同步码元内，同一波形信号周期性地传送 2 次以上时，该方法还包括下述步骤：

把所述 OFDM 信号延迟预定采样数的步骤；

把所述延滞信号与所述 OFDM 信号相乘的步骤；

对所述相乘所得信号进行平均的步骤；

根据所述加以平均的信号，运算频率误差的步骤；

按照所述码元定时，保持所述频率误差的步骤；

根据所述保持步骤输出的频率误差，修正所述 OFDM 信号的频率偏差的步骤；

所述傅里叶变换步骤，按照所述窗定时，对所述频率偏差修正的所述 OFDM 信号进行傅里叶变换的步骤。

24. 如权利要求 22 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，在同步码元内，同一波形信号周期性地传送 2 次以上时，该解调方法还包括下述步骤：：

使所述 OFDM 信号即第 1 OFDM 信号延滞第 1 预定采样数的第 1 延迟步骤；

把所述第 1 延迟步骤延迟的信号与第 1 OFDM 信号相乘的第 1 乘法步骤；

对所述第 1 乘法步骤中相乘所得信号进行平均的第 1 平均化步骤；

根据所述第 1 平均化步骤加以平均的信号，运算第 1 频率误差的第 1 频率误差运算步骤；

对所述第 1 乘法步骤中相乘所得信号进行平滑处理的步骤；

运算所述加以平滑处理的信号的绝对值的步骤；

第 1 判定步骤，根据所述绝对值，判定所述第 1 OFDM 信号与所述第 1 延

迟步骤延滞的信号的相关，并检测所述第 1 OFDM 信号的码元定时；

按照所述第 1 判定步骤检测的码元定时，保持所述第 1 频率误差的步骤；

根据所述保持的第 1 频率误差，修正所述第 1 OFDM 信号频率偏差的步骤；

使所述作频率偏差修正的所述第 1 OFDM 信号即第 2 OFDM 信号延迟第 2 预定采样数的第 2 延迟步骤；

把所述第 2 延迟步骤延迟的信号与所述第 2 OFDM 信号相乘的第 2 乘法步骤；

对所述第 2 乘法步骤中相乘所得信号进行平均的第 2 平均化步骤；

根据所述第 2 平均化步骤加以平均的信号，运算第 2 频率误差的步骤；

按照所述判定步骤检测的码元定时，保持所述第 2 频率误差的步骤；

根据所述保持的第 2 频率误差，修正所述第 2 OFDM 信号的频率偏差的步骤；

所述推定步骤，由所述第 2 OFDM 信号推定脉冲响应；

所述变换步骤，按照窗定时，对由所述频率偏差修正的第 2 OFDM 信号进行傅里叶变换。

25. 如权利要求 22 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，

所述积分步骤，以所述防护期间时间段为积分区间，对输入信号顺次错开该积分区间的位置，同时对该输入信号进行积分。

26. 如权利要求 22 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，所述积分步骤，以所述防护期间时间段与其前后附加的预定时间段为积分区间，对输入信号顺次错开该积分区间的位置，同时对该输入信号进行积分，从而在所述防护期间长的矩形脉冲响应前后也具有响应。

27. 如权利要求 22 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，所述积分步骤，以所述防护期间时间段与其前后附加的预定时间段为积分区间，对输入信号顺次错开该积分区间的位置，同时对该输入信号进行积分，由此，在所述防护期间长的矩形脉冲响应的前方具有单调增加的响应，在后方具有单调减少的响应。

28. 如权利要求 22 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，所述推定步骤包括下述步骤：

产生与所述同步码元相同的信号的步骤；

运算表示所述与同步码元相同的信号与所述 OFDM 信号相关的信号的步

骤；

由所述运算的信号，运算相关量的步骤。

29. 如权利要求 22 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，所述推定步骤包括下列步骤：

产生与所述同步码元同一频域的信号的步骤；

把所述变换步骤输出的信号与所述同步码元相同频域的信号相乘的步骤；

对所述相乘所得信号进行傅里叶反变换的步骤；

由所述傅里叶反变换的信号，运算相关量的步骤。

30. 如权利要求 28 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，所述运算步骤，运算输入信号的复矢量  $(i, q)$  的绝对值。

31. 如权利要求 29 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，所述运算步骤，运算输入信号的复矢量  $(i, q)$  的绝对值。

32. 如权利要求 28 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，所述运算步骤，从输入信号的复矢量  $(i, q)$ ，运算  $i$  的绝对值与  $q$  绝对值之和。

33. 如权利要求 29 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，所述运算步骤，从输入信号的复矢量  $(i, q)$ ，运算  $i$  的绝对值与  $q$  绝对值之和。

34. 如权利要求 28 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，所述运算步骤，从输入信号的复矢量  $(i, q)$ ，运算  $i$  平方与  $q$  平方的和。

35. 如权利要求 29 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，所述运算步骤，从输入信号的复矢量  $(i, q)$ ，运算  $i$  平方与  $q$  平方的和。

36. 如权利要求 24 所述的 OFDM 解调装置，其特征在于，所述第 1 判定步骤，检测所述绝对值为恒定值，然后检测该绝对值为该恒定值的预定比例。

37. 一种对把作为基准相位的已知导频分配至多个预定副载波的 OFDM 信号进行解调的 OFDM 解调方法，其特征在于，它包括下述步骤：

对所述 OFDM 信号进行傅里叶变换的步骤；

从所述傅里叶变换的信号，取出所述导频的步骤；

运算提取的所述导频的相位变化的步骤；

根据所述相位变化，推定表示所述傅里叶变换工作定时的窗定时的偏差的步骤；

根据所述推定的偏差与所述 OFDM 信号的码元定时，产生使所述 OFDM 信

号进行傅里叶变换的窗定时的步骤。

38. 一种对每个传送帧含预定基准码元，并把作为基准相位的已知导频分配至多个预定副载波的 OFDM 信号进行解调的 OFDM 解调方法，其特征在于，它包括下述步骤：

对所述 OFDM 信号进行傅里叶变换的步骤；

产生与所述基准码元相同的信号的步骤；

根据所述产生的信号与所述作傅里叶变换的信号，推定传送路径特性的步骤；

根据所述推定步骤输出的传送路径信息，对作傅里叶变换的信号进行均衡的步骤；

从所述加以均衡的信号，取出所述导频的步骤；

运算提取的所述导频相位变化的步骤；

根据所述相位变化，推定表示所述傅里叶变换工作定时的窗定时的偏差的步骤；

根据所述推定的偏差与所述 OFDM 信号的码元定时，产生使所述 OFDM 信号作傅里叶变换的窗定时的步骤。

39. 如权利要求 38 所述的 OFDN 解调方法，其特征在于，它还包括下述步骤：

根据所述相位变化，推定所述 OFDM 信号的相位偏差的步骤；

根据所述相位偏差，修正所述传送路径信息的步骤。

40. 如权利要求 39 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，所述修正步骤，根据所述推定步骤输出偏差信号的定时，修正所述传送路径信息。

41. 如权利要求 38 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，所述窗定时发生步骤，根据所述推定的偏差，把所述码元定时错开预定采样数，产生所述窗定时。

42. 如权利要求 38 所述的 OFDM 解调方法，其特征在于，该方法还包括下述步骤：

根据所述相位变化，求所述 OFDM 信号的相位偏差；

根据所述相位偏差，修正所述均衡步骤输出的信号相位的步骤。

# 说 明 书

## 正交频分多路复用解调装置和解调方法

本发明涉及 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex: 正交频分多路复用)解调装置和解调方法，具体而言，涉及对采用正交频分复用技术传送的信号进行解调的装置和方法。

近年来，在地面系统数字电视广播和移动通信等方面，采用 OFDM 技术进行传送的方式受到关注。该方式是一种多载波调制方式，采用 OFDM 信号，由发送装置向接收装置传送。发送装置向邻接相互正交的多个副载波分配发送数据，以分配的发送数据调制各副载波。发送装置对各调制的副载波成批进行傅里叶反变换，由此生成 OFDM 信号。因而，生成的 OFDM 信号中，分配至副载波的各发送数据的周期变长。由此，OFDM 信号具有不易受到多路径等延迟波影响的特点。

OFDM 方式的传送，是以传送码元为单位进行的。该传送码元由有效码元期间与防护间隔(GI)构成。有效码元期间是传送与发送数据对应的信号(下文称为有效码元)的期间，根据上述傅里叶反变换确定该期间。防护间隔是对巡回重复有效码元信号波形一部分构成的信号进行传送的期间，用于减少延迟波的影响。

另一方面，接收装置从被接收的上述传送码元取出有效码元。接着，接收装置对取出的有效码元进行傅里叶变换，从而把有效码元分离至各副载波。接收装置分别解调分离的副载波，重现发送数据。

可是，上述 OFDM 信号为随机噪声那样的波形，因而接收装置难于得到 OFDM 信号的频率同步和码元同步。在接收装置对未达到频率同步的原 OFDM 信号进行解调时，副载波间的正交性零乱，从而产生干扰。为此，接收装置不能正确重现发送数据。而且，在接收装置不能取得码元同步，即不能从传送码元正确取出有效码元时，码元间会产生干扰。由此，接收装置不能正确重现发送数据。

因此，在 OFDM 方式传送中，通常采用这样的 OFDM 信号(图 16)进行收发装置间的传送，该 OFDM 信号由预定的多个传送码元构成一个传送帧，在各传送帧的最前面附加作为同步基准的码元(下文称为同步码元)。

以往采用这种同步码元进行码元同步的 OFDM 接收装置，有特开平 11—32025 号公报的“OFDM 接收装置及其同步检测方法”中所揭示的装置。在该公报记载的已有技术中，采用线性调频码元作为同步码元。以往接收装置计算接收信号与线性调频码元的相关系数，由相关系数最大值检测码元定时，从而确定码元同步。

可是，在因传送路径特性等原因产生多径时，如图 17A 和图 17B 所示，接收装置接收发送信号的直接电磁波(直接波)和延迟波两者，即接收两者的合成波。这里，在延迟波的延迟量位于防护间隔中时，接收装置用直接波的有效码元期间的定时，取出码元，从而可在没有邻接码元干扰的区间取出有效码元(图 17A)。但是，在延迟波的延迟量超过防护间隔时，若接收装置同样用直接波的有效码元期间的定时，取出码元，则取出的是受到相邻码元干扰的有效码元(图 17B)。因此，接收装置必须设定有效码元取出区间，以在受到相邻码元干扰时，使该干扰为最小。图 17A 和图 17B 中的斜线部分表示产生相邻码元干扰的部分。

但是，上述以往的接收装置根据接收信号与同步码元相关系数的最大值，设定码元定时。为此，以往接收装置中，在存在超过防护间隔的延迟波时，不能设定码元定时，使邻接码元干扰最小。

而且，在发送信号频率与接收信号频率间存在偏差(下文称为频率偏差)时，接收信号与同步码元的相关系数变小。为此，存在以往接收装置不能良好地进行同步码元检测的问题。

进而，考虑发送装置与接收装置间，在码元的取样频率上产生偏差(下文称为取样频率偏差)的情况。这种场合，在如已有技术接收装置那样，根据同步码元检测设定码元定时，会在传送帧内的前面的传送码元和后面的传送码元中，在码元定时即有效码元期间产生偏左。

为此，本发明的第 1 目的是提供一种 OFDM 解调装置和解调方法，即使在传送路径时刻变化时，也可设定码元定时，使相邻码元干扰最小。

本发明的第 2 目的是提供一种 OFDM 解调装置和解调方法，在存在频率偏差时，可进行频率偏差修正，以进行良好的同步码元检测。

本发明的第 3 目的是提供一种 OFDM 解调装置和解调方法，在产生取样频率偏差时，修正码元定时，不使因传送帧内的传送码元位置而在有效码元期间，产生偏差。

进而，本发明的第 4 目的是提供一种 OFDM 解调装置和解调方法，即使因传送帧内传送码元装置而在有效码元期间产生偏差时，也能根据由预定的基本码元推定的传送路径信息，修正码元定时。

为了达到上述目的，本发明具有下述特点。

本发明第 1 方面是一种对每个传送帧含有特定同步码元，并由有效码元期间与防护期间构成的数据码元组成的 OFDM 信号进行解调的 OFDM 解调装置，它包括：由 OFDM 信号，推定脉冲响应的脉冲响应推定部；对由脉冲响应推定部推定所求得的信号进行积分的积分部；根据积分部的积分值，检测 OFDM 信号的码元定时的判定部；根据码元定时，产生提供有效码元期间的窗定时的窗定时发生部；根据窗定时，对 OFDM 信号进行傅里叶变换的傅里叶变换部。

如上所述，根据本发明第 1 方面，检测输入的 OFDM 信号的同步码元定时，根据该定时，控制进行傅里叶变换的窗定时。由此，在第 1 方面，即使在传送路径特性时刻变化时，也能进行 OFDM 信号解调，使码元间干扰最小，即可重现发送数据。

本发明第 2 方面从属于第 1 方面，在同步码元内，同一波形信号周期性地传送 2 次以上时，该解调装置还包括：把 OFDM 信号延迟预定采样数的延迟部；把延迟部延滞的信号与 OFDM 信号相乘的乘法部；对乘法部中相乘所得信号进行平均的平均化部；根据平均化部加以平均的信号，运算频率误差的频率误差运算部；按照码元定时，保持频率误差的保持部；根据保持部输出的频率误差，修正 OFDM 信号的频率偏差的频率修正部；傅里叶变换部，按照窗定时，对频率修正部作频率偏差修正的 OFDM 信号进行傅里叶变换。

如上所述，根据第 2 方面，在第 1 方面控制基础上增加下述操作，求接收的同步码元的相位旋转量的平均，由求得的平均相位旋转量，计算频率误差，修正输入的 OFDM 信号的频率偏差。由此，在第 2 方面中，在第 1 方面效果基础上，增加下述效果：可用与码元同步所用相同的同步码元修正频率偏差，并以码元定时对修正的 OFDM 信号作傅里叶变换，从而解调取得频率同步的码元。

本发明第 3 方面从属于第 1 方面，在同步码元内，同一波形信号周期性地传送 2 次以上时，该解调装置还包括：使 OFDM 信号即第 1 OFDM 信号延滞第 1 预定采样数的第 1 延迟部；把第 1 延迟部延迟的信号与第 1 OFDM 信号相乘的第 1 乘法部；对第 1 乘法部中相乘所得信号进行平均的第 1 平均化部；

根据第 1 平均化部加以平均的信号，运算第 1 频率误差的第 1 频率误差运算部；对第 1 乘法部中相乘所得信号进行平滑处理的滤波器部；运算滤波器部加以平滑处理的信号的绝对值的绝对值运算部；第 1 判定部，根据绝对值，判定第 1 OFDM 信号与第 1 延迟部延滞的信号的相关，并检测第 1 OFDM 信号的码元定时；按照第 1 判定部检测的码元定时，保持第 1 频率误差的第 1 保持部；根据第 1 保持部输出的第 1 频率误差，修正第 1 OFDM 信号频率偏差的第 1 频率修正部；使第 1 频率修正部作频率偏差修正的第 1 OFDM 信号即第 2 OFDM 信号延迟第 2 预定采样数的第 2 延迟部；把第 2 延迟部延迟的信号与第 2 OFDM 信号相乘的第 2 乘法部；对第 2 乘法部中相乘所得信号进行平均的第 2 平均化部；根据第 2 平均化部加以平均的信号，运算第 2 频率误差的第 2 频率误差运算部；按照判定部检测的码元定时，保持第 2 频率误差的第 2 保持部；根据第 2 保持部输出的第 2 频率误差，修正第 2 OFDM 信号的频率偏差的第 2 频率修正部；脉冲响应推定部，由第 2 OFDM 信号推定脉冲响应；所述傅里叶变换部，按照窗定时，对由所述第 2 频率修正部作频率修正的第 2 OFDM 信号进行傅里叶变换。

如上所述，根据本发明第 3 方面，在第 1 方面控制基础上增加下述操作；在运算 OFDM 信号与同步码元相关前，第 1 频率修正器修正频率偏差。由此，在第 3 方面中，在第 1 方面效果基础上，可增加下述效果：以进行第 1 频率修正后所得的信号进行码元同步和第 2 频率修正，从而可进一步提高同步码元检测精度。

最好，如本发明第 4 方面所示，第 1 方面的积分部，以防护期间时间段为积分区间，对输入信号顺次错开该积分区间的位置，同时对该输入信号进行积分。

或如本发明第 5 方面所示，第 1 方面的积分部，以所述防护期间时间段与其前后附加的预定时间段为积分区间，对输入信号顺次错开该积分区间的位置，同时对该输入信号进行积分，从而在防护期间长的矩形脉冲响应前后也具有响应。

或如本发明第 6 方面如示，第 1 方面的积分部，以防护期间时间段与其前后附加的预定时间段为积分区间，对输入信号顺次错开该积分区间的位置，同时对该输入信号进行积分，由此，在防护期间长的矩形脉冲响应的前方具有单调增加的响应，在后方具有单调减少的响应。

最好，如本发明第 7 方面所示，第 1 方面的脉冲响应推定部包括：产生与同步码元相同的信号的同步码元发生部；运算表示同步码元发生部产生信号与 OFDM 信号相关的信号的相关部；由相关部运算的信号，运算相关量的相关量运算部。

或如本发明第 8 方面所示，第 1 方面的脉冲响应推定部包括：产生与同步码元同一频域的信号的同步码元发生部；把傅里叶变换部输出的信号与同步码元发生器输出的信号相乘的乘法器；对乘法器中相乘所得信号进行傅里叶反变换的傅里叶反变换部；由傅里叶反变换部输出的信号，运算相关量的相关量运算部。

最好如本发明第 9 及第 10 方面所示，第 7 及第 8 方面的相关量运算部，运算输入信号的复矢量( $i, q$ )的绝对值。

如本发明第 11 和第 12 方面所示，第 7 及第 8 方面的相关量运算部，从输入信号的复矢量( $i, q$ )，运算  $i$  的绝对值与  $q$  绝对值之和。

如本发明第 13 和第 14 方面所示，第 7 及第 8 方面的相关量运算部，从输入信号的复矢量( $i, q$ )，运算  $i$  平方与  $q$  平方的和。

最好，如本发明第 15 方面所示，第 3 方面的第 1 判定部，输入绝对值运算部运算的绝对值，检测绝对值为恒定值，然后检测该绝对值为该恒定值的预定比例。

如上所述，根据本发明第 4~第 15 方面，相对于第 1 方面还增加下述操作：运算输入 OFDM 信号与原有同步码元信号的相关量，以预定积分区间段对该相关量积分，根据该积分相关量进行同步码元检测，控制用于进行傅里叶变换的有效码元期间的定时，使码元间干扰最小。由此，在第 4~第 15 方面中，即使传送路径特性时刻变化，也能解调 OFDM 信号使码元间干扰最小，即可重现传送数据。

本发明第 16 方面是一种对把作为基准相位的已知导频分配至多个预定副载波的 OFDM 信号进行解调的 OFDM 解调装置，它包括：对 OFDM 信号进行傅里叶变换的傅里叶变换部；从傅里叶变换部作傅里叶变换的信号，取出导频的导频提取部；运算提取的导频的相位变化的相位变化运算部；根据相位变化，推定表示傅里叶变换部工作定时的窗定时的偏差的窗偏差推定部；根据窗偏差推定部推定的偏差与 OFDM 信号的码元定时，产生使傅里叶变换部工作的窗定时的窗定时发生部。

如上所述，根据第 16 方面，从傅里叶变换后的信号提取导频，根据该导频的相位变化，推定傅里叶变换时的窗定时偏差，调整窗定时。由此，在第 16 方面中，即使存在定时频率偏差，也可在提取码元同步的状态下进行码元解调。

本发明第 17 方面是一种对每个传送帧含预定基准码元，并把作为基准相位的已知导频分配至多个预定副载波的 OFDM 信号进行解调的 OFDM 解调装置，它包括：对 OFDM 信号进行傅里叶变换的傅里叶变换部；产生与基准码元相同的信号的基准码元发生部；根据基准码元发生部产生的信号与傅里叶变换部作傅里叶变换的信号，推定传送路径特性的传送路径推定部；根据传送路径推定部输出的传送路径信息，对傅里叶变换部作傅里叶变换的信号进行均衡的均衡部；从均衡部加以均衡的信号，取出导频的导频提取部；运算提取的导频相位变化的相位变化运算部；根据相位变化，推定表示傅里叶变换部工作定时的窗定时的偏差的窗偏差推定部；根据窗偏差推定部推定的偏差与 OFDM 信号的码元定时，产生使傅里叶变换部工作的窗定时的窗定时发生部。

如上所述，根据第 17 方面，由接收的基准码元推定传送路径信息，根据该信息均衡 OFDM 信号。从均衡后的信号，提取导频，根据该导频的相位变化，推定傅里叶变换时的窗定时偏差，调整窗定时。由此，在第 17 方面中，即使存在采样频率偏差时，也可在取得码元同步的状态下进行码元解调。

本发明第 18 方面从属于第 17 方面，它还包括：根据相位变化，推定 OFDM 信号的相位偏差的相位偏差推定部；根据相位偏差，修正从传送路径推定部向均衡部输出的传送路径信息的传送路径信息修正部。

如上所述，根据第 18 方面，在存在采样频率偏差时，由码元内产生推定传送路径所用的基准码元傅里叶变换时的窗定时与均衡的 OFDM 信号傅里叶变换时的窗定时偏差的相位旋转，推定相位变化，根据该相位变化修正传送路径信息。由此，在第 18 方面，可提高信号均衡精度。

最好，如本发明第 19 方面如示，第 18 方面的传送路径信息修正部，根据窗偏差推定部输出偏差信号的定时，修正传送路径信息。

或最好，如本发明第 20 方面所示，第 17 方面的窗定时发生部，根据所述窗偏差推定部推定的偏差，把所述码元定时错开预定采样数，产生所述窗定时。

最好，如本发明第 21 方面所示，在第 17 方面中，还包括：根据相位变

化，推定 OFDM 信号的相位偏差的相位偏差推定部；根据相位偏差，修正均衡部输出的信号相位的相位修正部。

本发明第 22 方面是一种对每个传送帧含特定同步码元，并由有效码元期间与防护期间构成的数据码元组成的 OFDM 信号进行解调的 OFDM 解调方法，它包括下述步骤：由 OFDM 信号推定脉冲响应的步骤；对推定求得的信号进行积分的步骤；根据积分的值，检测 OFDM 信号的码元定时的步骤；根据码元定时，产生提供有效码元期间的窗定时的步骤；按照窗定时，对 OFDM 信号进行傅里叶变换的步骤。

本发明第 23 方面从属于第 22 方面，在同步码元内，同一波形信号周期性地传送 2 次以上时，该方法还包括下述步骤：把 OFDM 信号延迟预定采样数的步骤；把延滞信号与 OFDM 信号相乘的步骤；对相乘所得信号进行平均的步骤；根据加以平均的信号，运算频率误差的步骤；按照码元定时，保持频率误差的步骤；根据保持步骤输出的频率误差，修正 OFDM 信号的频率偏差的步骤；傅里叶变换步骤，按照窗定时，对频率偏差修正的 OFDM 信号进行傅里叶变换的步骤。

本发明第 24 方面从属于第 22 方面，在同步码元内，同一波形信号周期性地传送 2 次以上时，该解调方法还包括下述步骤：使 OFDM 信号即第 1 OFDM 信号延滞第 1 预定采样数的第 1 延迟步骤；把第 1 延迟步骤延迟的信号与第 1 OFDM 信号相乘的第 1 乘法步骤；对第 1 乘法步骤相乘所得信号进行平均的第 1 平均化步骤；根据第 1 平均化步骤加以平均的信号，运算第 1 频率误差的第 1 频率误差运算步骤；对第 1 乘法步骤中相乘所得信号进行平滑处理的步骤；运算加以平滑处理的信号的绝对值的步骤；第 1 判定步骤，根据绝对值，判定第 1 OFDM 信号与第 1 延迟步骤延滞的信号的相关，并检测第 1 OFDM 信号的码元定时；按照第 1 判定步骤检测的码元定时，保持第 1 频率误差的步骤；根据保持的第 1 频率误差，修正第 1 OFDM 信号频率偏差的步骤；使频率偏差修正的第 1 OFDM 信号即第 2 OFDM 信号延迟第 2 预定采样数的第 2 延迟步骤；把第 2 延迟步骤延迟的信号与第 2 OFDM 信号相乘的第 2 乘法步骤；对第 2 乘法步骤中相乘所得信号进行平均的第 2 平均化步骤；根据第 2 平均化步骤加以平均的信号，运算第 2 频率误差的步骤；按照判定步骤检测的码元定时，保持第 2 频率误差的步骤；根据保持的第 2 频率误差，修正第 2 OFDM 信号的频率偏差的步骤；推定步骤，由第 2 OFDM 信号推定脉冲响应；变换步骤，按

照窗定时，对由频率偏差修正的第 2 OFDM 信号进行傅里叶变换。

最好，如本发明第 25 方面所示，第 22 方面的积分步骤，以防护期间时间段为积分区间，对输入信号顺次错开该积分区间的位置，同时对该输入信号进行积分。

或如本发明第 26 方面所示，第 22 方面的积分步骤，以防护期间时间段与其前后附加的预定时间段为积分区间，对输入信号顺次错开该积分区间的位置，同时对该输入信号进行积分，从而在防护期间长的矩形脉冲响应前后也具有响应。

如本发明第 27 方面所示，第 22 方面的积分步骤，以防护期间时间段与其前后附加的预定时间段为积分区间，对输入信号顺次错开该积分区间的位置，同时对该输入信号进行积分，由此，在防护期间长的矩形脉冲响应的前方具有单调增加的响应，在后方具有单调减少的响应。

最好，如本发明第 28 方面所示，第 22 方面的推定步骤包括下述步骤：产生与同步码元相同的信号的步骤；运算表示与同步码元相同的信号与 OFDM 信号相关的信号的步骤；由运算的信号，运算相关量的步骤。

如本发明第 29 方面所示，第 22 方面的推定步骤包括下列步骤：产生与同步码元同一频域的信号的步骤；把变换步骤输出的信号与同步码元相同频域的信号相乘的步骤；对相乘所得信号进行傅里叶反变换的步骤；由傅里叶反变换的信号，运算相关量的步骤。

最好，如本发明第 30 和 31 方面所示，第 28 和 29 方面的运算步骤，运算输入信号的复矢量( $i, q$ )的绝对值。

如本发明第 32 和 33 方面所示，第 28 和 29 方面的运算步骤，从输入信号的复矢量( $i, q$ )，运算  $i$  的绝对值与  $q$  绝对值之和。

如本发明第 34 和 35 方面所示，第 28 和 29 方面的运算步骤，从输入信号的复矢量( $i, q$ )，运算  $i$  平方与  $q$  平方的和。

最好如本发明第 36 方面所示，第 24 方面的第 1 判定步骤，检测该绝对值为恒定值，然后检测该绝对值为该恒定值的预定比例。

本发明第 37 方面是一种对把作为基准相位的已知导频分配至多个预定副载波的 OFDM 信号进行解调的 OFDM 解调方法，它包括下述步骤：对 OFDM 信号进行傅里叶变换的步骤；从傅里叶变换的信号，取出导频的步骤；运算提取的导频的相位变化的步骤；根据相位变化，推定表示傅里叶变换工作定时的

窗定时的偏差的步骤；根据推定的偏差与 OFDM 信号的码元定时，产生使 OFDM 信号进行傅里叶变换的窗定时的步骤。

本发明第 38 方面是一种对每个传送帧含预定基准码元，并把作为基准相位的已知导频分配至多个预定副载波的 OFDM 信号进行解调的 OFDM 解调方法，它包括下述步骤：对 OFDM 信号进行傅里叶变换的步骤；产生与基准码元相同的信号的步骤；根据产生的信号与作傅里叶变换的信号，推定传送路径特性的步骤；根据推定步骤输出的传送路径信息，对作傅里叶变换的信号进行均衡的步骤；从加以均衡的信号，取出导频的步骤；运算提取的导频相位变化的步骤；根据相位变化，推定表示傅里叶变换工作定时的窗定时的偏差的步骤；根据推定的偏差与 OFDM 信号的码元定时，产生使 OFDM 信号作傅里叶变换的窗定时的步骤。

本发明第 39 方面从属于第 38 方面，它还包括下述步骤：根据相位变化，推定 OFDM 信号的相位偏差的步骤；根据相位偏差，修正传送路径信息的步骤。

最好，如本发明第 40 方面所示，第 39 方面的修正步骤，根据推定步骤输出偏差信号的定时，修正传送路径信息。

最好，如本发明第 41 方面所示，第 38 方面的窗定时发生步骤，根据推定的偏差，把码元定时错开预定采样数，产生窗定时。

最好，如本发明第 42 方面所示，第 38 方面中，该方法还包括下述步骤：根据相位变化，求 OFDM 信号的相位偏差的步骤；根据相位偏差，修正均衡步骤输出的信号相位的步骤。

图 1 是本发明第 1 实施形态的 OFDM 解调装置的构成框图。

图 2 是相关器 105 的详细构成例的框图。

图 3 是积分器 108 的动作说明图。

图 4 是说明脉冲响应推定器 112 动作一个例子的说明图。

图 5 是说明脉冲响应推定器 112 动作一个例子的说明图。

图 6 是说明脉冲响应推定器 112 动作一个例子的说明图。

图 7 是说明脉冲响应推定器 112 动作一个例子的说明图。

图 8 是本发明第 2 实施形态的 OFDM 解调装置的构成框图。

图 9 是本发明第 3 实施形态的 OFDM 解调装置的构成框图。

图 10 是本发明第 3 实施形态中使用的 OFDM 信号的说明图。

图 11 是本发明第 4 实施形态的 OFDM 解调装置的构成框图。

图 12 是本发明第 4 实施形态中使用的 OFDM 信号的说明图。

图 13 是说明伴随采样频率中产生偏差而使 FFT 窗信号定时产生偏差的图。

图 14 是本发明第 5 实施形态的 OFDM 解调装置构成框图。

图 15 是本发明第 6 实施形态的 OFDM 解调装置构成框图。

图 16 是 OFDM 传送中所用的传送帧构成的说明图。

图 17A 和 17B 是说明产生多路径时接收装置所接收的信号的图。

下文，参照附图，说明本发明的较佳实施形态。

#### (第 1 实施形态)

参照图 1～图 7，说明本发明第 1 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法。

图 1 是本发明第 1 实施形态的 OFDM 解调装置的构成框图。图 1 中，第 1 实施形态的 OFDM 解调装置包括：A/D 变换器 101，正交检波器 102，快速傅里叶变换器 103，数据解调器 104，码元定时同步器 111。码元定时同步器 111 具有脉冲响应推定器 112、积分器 108、定时判定器 109、FFT 窗发生器 110。脉冲响应推定器 112 具有相关器 105、同步码元发生器 106、相关量运算器 107。

首先，概要说明第 1 实施形态的 OFDM 解调装置各构成的动作。

从发送装置(未图示)发送的 OFDM 信号，由调谐器(未图示)接收并变换成调谐器适当选择的中频信号。该发送的 OFDM 信号与图 16 所示的信号相同。这里，可在同步码元中使用具有强制相关性的线性调频信号等。也可在同步码元中使用向预定副载波分配预定矢量的信号。还可在同步码元中使用码元期间同一波形周期性重复 2 次以上这样的信号。同步码元可位于各传送帧的最前面。一个传送帧中可包含多个同步码元(例如，以预定间隔插入)。在这样包含多个同步码元时，每次检测同步码元时均可重新同步，从而可进一步提高解调精度。

变换成中频的 OFDM 信号输入 A/D 变换器 101。A/D 变换器 101 把输入的 OFDM 信号变换成时间序列的数字信号。正交检波器 102 输入 A/D 变换器 101 输出的数字信号，对该数字信号进行正交检测，由此变换成基带信号。该基带信号输入快速傅里叶变换器 103 和码元定时同步器 111。码元定时同步器 111 检测基带信号的码元定时，根据该检测结果，向快速傅里叶变换器 103 提供取出有效码元所需期间(有效码元期间)。快速傅里叶变换器 103，根据码元定时同步器 111 提供的有效码元期间，从基带信号的各传送码元取出有效码元。

快速傅里叶变换器 103 对取出的有效码元进行傅里叶变换，从而向各副载波分离基带信号。数据解调器 104 解调快速傅里叶变换器 103 分离至各副载波的信号，重现发送数据。

接着，详细说明码元定时同步器 111 的动作。

正交检波器 102 变换的基带信号输入相关器 105。同步码元发生器 106 产生同步码元信号，该信号与发送装置侧插入传送帧的同步码元信号波形有相同的图形。该同步码元发生器 106 例如可用存储电路来实现。即，预先在存储电路中保存与发送装置侧插入传送帧的同步码元信号波形有相同图形的信号，可通过读出该保存的信号产生同步码元信号。相关器 105 输入正交检波器 102 输出的基带信号与同步码元发生器 106 产生的同步码元信号。相关器 105 对该两信号进行积和运算，求得相关矢量。

在一个传送帧中以预定间隔插入多个同步码元时，可进行下述处理。码元定时同步器 111 根据已检测的同步码元的定时，预测下一同步码元位置。码元定时同步器 111 仅在离该预测位置前后的预定期间，使相关器 105 工作，求得相关矢量。

其中，相关器 105 可如图 2 所示构成。图 2 中，相关器 105 具有快速傅里叶变换器 703、乘法器 701、快速傅里叶反变换器 702。正交检测器 102 输出的基带信号由快速傅里叶变换器 703 变换成频域信号。乘法器 701 把快速傅里叶变换器 703 变换到频域的信号与同步码元发生器 106 产生的频域同步码元信号相乘。乘法器 701 中相乘所得的信号在快速傅里叶反变换器 702 中进行傅里叶反变换。该傅里叶反变换的信号相当于基带信号与同步码元信号的相关矢量。

快速傅里叶反变换器 702 与快速傅里叶变换器 703，可用相同电路构成来实现。因而，可用快速傅里叶变换器 703 代替快速傅里叶反变换器 702，对乘法器 701 输出的信号进行傅里叶反变换。也可使快速傅里叶变换器 703 与快速傅里叶变换器 103 共用，把快速傅里叶变换器 103 输出的信号输入乘法器 701。这样，可缩小码元定时同步器 111 的电路规模。

相关量运算器 107 输入相关器 105 求得的相关矢量，运算该相关矢量的大小(相关量)。若相关矢量用( $i, q$ )来表示，则该相关量可是例如  $i$  平方与  $q$  平方之和，作为近似值也可是相关矢量的绝对值，还可可是  $i$  绝对值与  $q$  绝对值之和。积分器 108 输入相关量运算器 107 运算的相关量，对该相关量进行

积分。这时，积分量 108，以防护间隔时间段作为积分时间段，对输入信号(相关量)，顺次错开该积分时间段进行积分。积分器 108 输出信号的一个例子示于图 3。在输入图 3(a)所示的脉冲形状相关量时，积分器 108 对该相关量顺次错开预定积分区间宽度进行积分，从而输出具有图 3(b)所示的积分区间的矩形输出信号。虽然在本实施形态的积分器 108 中，采用输出积分时间段矩形响应的积分方法，但也可使用其它积分方法。例如，可采用在积分区间的矩形响应前后也响应这种积分方法，如图 3(c)所示，可采用在积分区间矩形响应前单调增加进行响应、在其后方单调减少进行响应这种积分方法。

积分器 108 积分的相关量(下文称为积分相关量)输入定时判定器 109。定时判定器 109，根据输入的积分相关量，对同步码元开始(或终了)的定时进行判定。该判定可检测输入的积分相关量为最大值的定时，定时判定器 109 判定的同步码元开始(或终了)定时，输入 FFT 窗发生器 110。FFT 窗发生器 110，根据输入的同步码元开始(或结束)定时，产生提供各传送码元的有效码元期间的 FFT 窗信号。这里，发送的传送帧的传送码元时间段，即防护间隔时间段和有效码元时间段，是已知的。因而，若定时判定器 109 检测接收信号的同步码元开始(或终了)定时，则 FFT 窗发生器 110 可根据该定时检测各传送码元的分隔，产生与有效码元期间相当的 FFT 窗信号。

接着，以图 4~图 7 所示为例，说明码元定时同步器 111 的具体动作。

图 4 中示出没有延迟波仅直接波(图 4(a))输入 OFDM 解调装置时的相关量和积分相关量。

这里，如图 4(b)所示，相关量运算器 107 运算的直接波与同步码元信号的相关量现在直接波最前面。在积分器 108 中，以防护间隔时间段，即积分时间段积分该相关量时，得到图 4(c)所示的矩形积分相关量。因而，若在定时判定器 109 中，把该积分相关量为最大值的区间 A 范围内的任意定时设定为码元定时，则 OFDM 解调装置可重现发送数据而不产生码元间的干扰。码元定时最好是区间 A 最后端的定时。

图 5 中表示，产生多路径而直接波(图 5(a))与延迟波(图 5(b))两个波合成后的合成波(5(c))输入 OFDM 解调装置时的相关量和积分相关量。且图 5 中，以延迟波的延迟量包含在防护间隔中且其功率电平为“直接波>延迟波”的情况为例加以说明。图 5 中，码元间产生干扰的部分以斜线表示。

这时，如图 5(d)所示，相关量运算器 107 运算的合成波与同步码元信号

的相关量，与各自功率电平成比例的值出现在直接波的最前面与延迟波的最前面。若在积分器 108 中，以防护间隔的时间段即积分时间段积分该相关量，则得到图 5(e)所示的区间 B 为最大值的积分相关量。因而，如果在定时判定器 109 中，把该积分相关量为最大值的区间 B 范围的任意定时作为码元定时，则 OFDM 解调装置可重现发送数据而不产生码元间干扰。码元定时最好是区间 B 的最后端定时。

图 6 中示出，产生多路径且直接波(图 6(a))与第 1 和第 2 延迟波(图 6(b)和(c))这 3 个波合成后的合成波(图 6(d))输入 OFDM 解调装置时的相关量和积分相关量。图 6 中，举第 1 延迟波的延迟量纳入防护间隔中且第 2 延迟波的延迟量超过防护间隔时，其功率电平为“第 1 延迟波>第 2 延迟波>直接波”的情况为例加以说明。图 6 中，产生码元间干扰的部分以斜线表示。

这时，如图 6(e)所示，相关量运算器 107 运算的合成波与同步码元信号的相关量，与各自功率电平成比例的值，出现在直接波的最前面、第 1 延迟波的最前面和第 2 延迟波的最前面。积分器 108 中，以防护间隔时间段，即积分时间段，积分该相关量时，得到图 6(f)所示的区间 C 为最大的积分相关量。由图 6(d)可知，在延迟量不纳入防护间隔中的延迟波(第 2 延迟波)产生时，不管如何设定码元定时，也会产生码元间干扰。但是，如果在定时判定器 109 中，把积分相关量为最大值的区间 C 范围内的任意定时作为码元定时，则可重现发送数据，而使码元间干扰最小。在该区间 C 范围内设定码元定时的情况下，在有效码元期间的后端部分产生码元间干扰。但是，该码元间干扰是功率电平最小的直接波产生的，因而干扰的影响成为最小。

图 7 中示出，产生多路径且直接波(图 7(a))与延迟波(图 7(b))2 个波的合成波(图 7(c))输入 OFDM 解调装置时的相关量与积分相关量。图 7 中，举延迟波的延迟量超过防护间隔且其功率电平为“直接波>延迟波”的情况为例加以说明。图 7 中，码元间产生干扰的部分以斜线表示。

这时，如图 7(d)所示，相关量运算器 107 运算的合成波与同步码元信号的相关量，与各自功率电平成比例的值，出现在直接波的最前面与延迟波的最前面。在积分器 108 中，以防护间隔时间段即积分时间段积分该相关量时，得到图 7(e)所示的区间 D 为最大的积分相关量。从而，如果定时判定器 109 中，以该积分相关量为最大值的区间 D 范围内的任意定时为码元定时，则 OFDM 解调装置可重现发送数据，使码元间干扰最小。为使码元间干扰的影响最小，

码元定时最好是区间 D 最后端的定时。

在积分器 108 中采用进行上述图 3(c)所示的响应的积分法时，如果在积分器 108 中，用积分时间段积分上述相关量(图 7(d))，则可得到图 7(f)所示的积分相关量。因而，如果采用该积分法，可易于求得积分相关量为最大值的定时(E 点)。

如上所述，根据本发明第 1 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法，运算输入的 OFDM 信号与预有的同步码元信号的相关量，以预定积分时间段积分该相关量，根据该积分相关量进行同步码元检测，控制进行傅里叶反变换所用的有效码元期间定时，使码元间干扰最小。

由此，第 1 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法，即使在传送路径特性时刻变化时，也可解调 OFDM 信号，重现发送数据，使码元间干扰最小。

#### (第 2 实施形态)

参照图 8，说明本发明第 2 实施例的 OFDM 解调装置和解调方法。

图 8 是本发明第 2 实施例的 OFDM 解调装置的构成框图。图 8 中，第 2 实施例的 OFDM 解调装置包括：A/D 变换器 101、正交检波器 102、快速傅里叶变换器 103、数据解调器 104、码元定时同步器 111、第 1 频率同步器 207。第 1 频率同步器 207 具有延迟器 201、乘法器 202、平均化器 203、频率误差运算器 204、保持器 205、频率修正器 206。

如图 8 所示，第 2 实施形态的 OFDM 解调装置，是在上述第 1 实施形态的 OFDM 解调装置上进一步增加第 1 频率同步器 207 而构成的。该第 1 频率同步器 207，根据输入的同步码元，推定副载波的频率偏差，对其进行修正。第 2 实施形态的 OFDM 解调装置的其它构成，与第 1 实施形态的 OFDM 解调装置的构成相同，对该部分构成附加相同标号，省略其说明。

正交检测器 102 变换的基带信号分别输入延迟器 201 和乘法器 202。延迟器 201 对输入的基带信号延滞预定采样数然后输出。该采样数根据同步码元特征确定。例如，在同步码元中添加防护间隔时，该采样数作为有效码元的采样数。乘法器 202 把正交检波器 102 输出的基带信号与延迟器 201 延迟的基带信号的复共轭相乘，求这些信号的相位差矢量(相位旋转量)。如上所述，防护间隔是巡回重复有效码元信号波形的信号。因此，乘法器 202，把不延滞的信号与有效码元延滞采样数的信号相乘，从而可运算这些波形的相位差矢量。这是利用副载波中存在频率偏差时，传送码元中前半部分信号与后半部

分信号间会产生相位差这一点。因而，通过判断乘法器 202 运算的相位差矢量，可推定频率偏差(频率误差)。

在同步码元是码元期间同一波形重复两个周期以上的信号时，可把延迟器 201 的预定采样数作为该信号的 1 个周期的采样数。例如，同步码元为在码元期间同一波形出现 2 个周期的信号时，若 1 个周期为 N 个采样，则延迟器延滞信号的采样数可为 N。由此，乘法器 202 可求得相同波形间的相位差矢量。

平均化器 203，顺次输入乘法器 202 求得的相位差矢量，把这些相位差矢量加以平均。这时，平均化器 203 可求得延迟器 201 设定的采样数区间的相位差矢量的平均移动。由此，在平均化器 203 中，求得预定采样间的平均相位差矢量(平均相位旋转量)。若在发送装置侧，同步码元中重复出现的信号波形周期加长，则 OFDM 解调装置可以高精度求得平均相位差矢量。频率误差运算器 204，输入平均化器 203 求得的平均相位差矢量，运算平均相位差矢量的反正切( $\tan^{-1}$ )，由此求频率误差信号。频率误差运算器 204 求得的频率误差信号向保持器 205 输出。保持器 205，在定时判定器 109 输出的同步码元终了时刻，保持输入的频率误差信号，加以保持的频率误差信号向频率修正器 206 输出。通过该保持处理，可把由同步码元求得的频率误差信号，用于该同步码元以后的数据码元的频率修正。频率修正器 206，根据保持器 205 所保持的频率误差信号，修正正交检波器 102 变换的基带信号的频率。该频率修正可通过把与频率误差相应的复数正弦波与基带信号相乘来进行。

如上所述，用同步码元进行频率修正的基带信号，在快速傅里叶变换器 103 中进行傅里叶变换后，在数据解调器 104 中解调。由此，数据解调器 104 重现发送数据。

如上所述，根据本发明第 2 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法，在上述第 1 实施形态说明的控制基础上，增加下述操作：求接收的同步码元相位旋转量的平均值，由求得的平均相位旋转量计算频率误差，修正输入的 OFDM 信号的频率偏差。

由此，第 2 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法，在上述第 1 实施形态效果的基础上，通过采用与码元同步所用的相同的同步码元修正频率偏差，以码元定时对已修正该频率偏差的 OFDM 信号进行傅里叶变换，可进一步提高解调精度。

### (第 3 实施形态)

参照图 9 和图 10, 说明本发明第 3 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法。

图 9 是本发明第 3 实施形态的 OFDM 解调装置的构成框图。图 9 中, 第 3 实施形态的 OFDM 解调装置包括: A/D 变换器 101、正交检测器 102、快速傅里叶变换器 103、数据解调器 104、码元定时同步器 111、第 1 频率同步器 207、第 2 频率同步器 310。第 2 频率同步器 310 具有延迟器 301、乘法器 302、平均化器 303、频率误差运算器 304、保持器 305、滤波器 306、绝对值运算器 307、定时判定器 308、频率修正器 309。

如图 9 所示, 第 3 实施形态的 OFDM 解调装置其构成是在上述第 2 实施形态的 OFDM 解调装置上增加第 2 频率同步器 310。该第 2 频率同步器 310, 根据与第 1 频率同步器 207 所用的同步码元不同的同步码元, 推定副载波的频率偏差, 进行修正。第 3 实施形态的 OFDM 解调装置的其它构成, 与第 1 和第 2 实施形态的 OFDM 解调装置的构成相同, 对该部分构成, 附加相同标号, 省略其说明。

输入第 3 实施形态的 OFDM 解调装置的 OFDM 信号格式示于图 10。图 10 中, 同步 1 是码元定时同步器 111 和第 1 频率同步器 207 中使用的同步码元。同步码元 2 是第 2 频率同步器 310 中使用的同步码元。

可在同步码元 2 中使用码元期间相同波形周期性地重复的信号。例如, 作为同步码元 2, 与其它传送码元同样, 可使用有效码元期间添加防护间隔的传送码元。最好, 使同步码元 2 的码元期间相同波形的重复周期, 比同步码元 1 的码元期间相同波形重复周期短。

在第 3 实施形态的 OFDM 解调装置中, 输入上述 OFDM 信号, 首先用同步码元 2 进行频率同步, 其后用同步码元 1 进行码元定时同步和频率同步, 由此, 可进一步提高同步码元 1 的检测精度。

以下, 详细说明第 2 频率同步器 310 的各构成动作。

正交检波器 102 变换的基带信号分别输入延迟器 301 和乘法器 302。延迟器 301 把输入的基带信号延迟预定采样数, 然后输出。该采样数根据同步码元 2 的特征确定。例如, 在同步码元 2 中添加防护间隔时, 可把该采样数作为有效码元的采样数。乘法器 302 把正交检波器 102 输出的基带信号与延迟器 301 延迟的基带信号的复共轭相乘, 求得这些信号间的相位差矢量(相位旋转量)。这里, 如上所述, 防护间隔是巡回重复有效码元信号波形的信号。因

此，与上述乘法器 202 相同，乘法器 302，通过把未延滞的信号与延滞有效码元采样数的信号相乘，从而可运算相同波形间的相位差矢量。因而，通过判断乘法器 302 运算的相位差矢量，可推定频率偏差(频率误差)。

同步码元是码元期间同一波形重复 2 个周期以上的信号时，如上所述，可把延迟器 301 的预定采样数作为该信号 1 个周期的采样数。由此，乘法器 302 可求得相同波形间的相位差矢量。如果在发送装置侧，同步码元 2 的码元期间相同波形重复周期比同步码元 1 的码元期间相同波形重复周期短，则在 OFDM 解调装置中，可使延迟器 301 的采样数少，可更早推定频率误差。也可把同步码元 1 与同步码元 2 作为相同波形信号。这时，设第 1 频率同步器 207 的延迟器 201 的延滞量为传送码元的采样数，则可用更多的采样数求相位差矢量，从而可进一步提高频率误差推定精度。

平均化器 303 顺次输入乘法器 302 求得的相位差矢量，把这些相位差矢量加以平均。这时，平均化器 303 可求得延迟器 301 设定的采样数区间的相位差矢量的平均移动。由此，平均化器 303 求得预定采样间的平均相位差矢量(平均相位旋转量)。频率误差运算器 304，输入平均化器 303 求得的平均相位差矢量，通过平均相位差矢量的反正切( $\tan^{-1}$ )运算，求得频率误差信号。频率误差运算器 304 求得的频率误差信号向保持器 305 输出。

另一方面，滤波器 306 顺次输入乘法器 302 求得的相位差矢量，对该相位差矢量加以平滑处理。绝对值运算器 307 输入由滤波器 306 平滑处理过的相位差矢量，求该相位差矢量的大小。定时判定器 308 输入绝对值运算器 307 求得的相位差矢量的大小，根据该大小，判定同步码元 2 的终了时刻。这里，相位差矢量的大小，虽然在同步码元 2 期间为恒定，但在其它码元期间随机变动。因此，定时判定器 308 中，检测预定期间的相位差矢量大小是否为固定值，把相位差矢量大小开始变化时刻判定为同步码元 2 终了时刻。该判定例如可通过求目前取样相位差矢量的大小与前 1 取样的相位差矢量大小的差，检测该差是否超过预定阈值而加以实现。或者，检测相位差矢量大小变为预定值，然后保持该值，检测相位差矢量大小变化至该保持的值的预定比例(例如 80%)以下时刻，从而实现该判定。

保持器 305，在定时判定器 308 输出的同步码元 2 的终了时刻，保持输入的频率误差信号，向频率修正器 309 输出保持的频率误差信号。通过该保持处理，可把由同步码元 2 求得的频率误差信号用于该同步码元 2 以后的同步

码元 1 及数据码元的频率修正。频率修正器 309，根据保持器 305 保持的频率误差信号，进行正交检波器 102 变换的基带信号的频率修正。该频率修正可通过把与频率误差相应的复数正弦波与基带信号相乘加以进行。

如上所述，第 2 频率同步器 310 中，用同步码元 2 进行频率修正的基带信号，输入码元定时同步器 111 和第 1 频率同步器 207。码元定时同步器 111 采用已根据同步码元 2 修正频率的各数据码元，进行码元同步。第 1 频率同步器 207 采用已根据同步码元 2 修正频率的同步码元 1，进一步进行频率修正。

用同步码元 1 进行频率修正的基带信号，在快速傅里叶变换器 103 中进行变换后，在数据解调器 104 中解调。由此，在解调器 104 中重现发送数据。

如上所述，根据本发明第 3 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法，在上述第 1 和第 2 实施形态说明的控制基础上，增加下述操作，在运算 OFDM 信号与同步码元信号的相关前，在第 2 频率同步器 310 中修正频率偏差。

由此，第 3 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法，在上述第 1 和第 2 实施形态的效果上，增加以采用同步码元 2 进行频率修正的信号，进行码元同步和频率修正，从而可进一步提高同步码元 1 的检测精度。用同一波形重复周期短的信号作为同步码元 2，可更高速地进行频率修正。

#### (第 4 实施形态)

参照图 11~图 13，说明本发明第 4 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法。

图 11 是本发明第 4 实施形态的 OFDM 解调装置的构成框图。图 11 中，第 4 实施形态的 OFDM 解调装置包括：A/D 变换器 101，正交检测器 102、快速傅里叶变换器 103、数据解调器 104、码元定时同步器 111、均衡器 801、传送路径推定器 802、基准码元发生器 803、导频(PC)提取器 804、相位变化运算器 805、窗偏差推定器 806。

如图 11 所示，第 4 实施形态的 OFDM 解调装置其构成是，在上述实施形态 1 的 OFDM 解调装置上增加均衡器 801、传送路径推定器 802、基准码元发生器 803、PC 提取器 804、相位变化运算器 805 和窗偏差推定器 806。第 4 实施形态的 OFDM 解调装置的其它构成与第 1 实施形态的 OFDM 解调装置的构成相同，该部分构成，附加同一标号，省略其说明。

输入第 4 实施形态的 OFDM 解调装置的 OFDM 信号的格式示于图 12。图 12 中，同步码元是码元定时同步器 111 及第 1 频率同步器 207 中使用的同步码

元。由使用该同步码元检测的码元定时，解调同步码元以后的码元。基准码元是已知码元。用该基准码元进行传送路径信息推定，根据该推定，进行基准码元以后的码元的均衡。基准码元只要是已知码元即可，因而同步码元可兼用作基准码元。

下面，详细说明均衡器 801、传送路径推定器 802、基准码元发生器 803、PC 提取器 804、相位变化运算器 805 和窗偏差推定器 806 的动作。

FFT 窗发生器 110，根据采用同步码元检测的码元定时信号，产生 FFT 窗信号，提供使快速傅里叶变换器 103 工作的定时。快速傅里叶变换器 103 根据提供的 FFT 窗信号，在有效码元期间，对输入基带信号进行傅里叶变换，变成频域信号。变成频域信号的各码元，输入均衡器 801 和传送路径推定器 802。

基准码元发生器 803 产生已知的基准码元的频域信号  $X_{ref}(k)$ 。基准码元发生器 803 例如可用存储电路实现。即，在存储电路中预存与发送装置侧插入传送帧的基准码元信号波形的图形相同的信号，通过读出保持的信号产生信号  $X_{ref}(k)$ 。

传送路径推定器 802，根据基准码元信号，由下述手法，推定传送路径的脉冲响应即传送路径信息。

设发送装置侧发送的发送信号、接收装置接收的接收信号、发送装置与接收装置间的传送路径特性分别为  $x(t)$ 、 $r(t)$ 、 $h(t)$ ，这些信号具有下述关系。

$$R(k) = H(k) \times X(k)$$

式中： $R(k)$ 、 $H(k)$  和  $X(k)$  分别是  $r(t)$ 、 $h(t)$  和  $x(t)$  的傅里叶变换值。

由此，如果发送信号  $X(k)$  是已知的，则可由下式推定传送路径特性  $H(k)$ 。

$$H(k) = R(k) / X(k)$$

因而，传送路径推定器 802，通过用基准码元发生器 803 产生的信号  $X_{ref}(k)$  除接收信号的基准码元的信号  $R_{ref}(k)$ ，可推定传送路径特性  $H(k)$ 。

设发送装置侧发送的数据码元的发送信号、OFDM 解调装置接收的数据码元的接收信号、发送装置和 OFDM 装置间的传送路径特性分别为： $X_{data}(k)$ 、 $R_{data}(k)$ 、 $H'(k)$ ，与上述同样，有下述关系。

$$R_{data}(k) = H'(k) \times X_{data}(k)$$

若假设由基准码元推定的传送路径特性  $H(k)$  与数据码元的传送路径特性  $H'(k)$  大致相等，则用传送路径特性  $H(k)$  除数据码元的接收信号  $R_{data}(k)$ ，可

重现数据码元的发送信号  $X_{data}(k)$ 。

均衡器 801 用传送路径推定器 802 推定的传送路径特性  $H(k)$  除数据码元的接收信号  $R_{data}(k)$  对 OFDM 信号进行均衡。

可是，在收发信号装置间，采样频率产生偏差时，码元定时也会产生偏差。参照图 13 对此加以说明。图 13 中，传送码元由采样数  $L$  的防护间隔与采样数  $M$  的有效码元期间构成，传送帧由多个这种传送码元构成。

接收装置侧，检测同步码元，产生表示各传送码元的有效码元期间的 FFT 窗信号。这时，防护间隔的采样数  $L$  和有效码元期间的采样数  $M$  是已知的。因而，接收侧产生 FFT 窗信号，该信号最前面是同步码元检测时刻，然后重复由  $L$  采样期间的  $L$  电平及其后的  $M$  采样期间的  $H$  电平构成的波形。

若收发信号装置间，采样频率产生偏差，则发送装置侧的 1 个采样时间  $T$  与接收装置侧 1 个采样时间  $T'$  产生差异。因而，即使采样数均为  $M$  个， $M$  个采样时间段，在发送装置侧为  $(M \times T)$ ，而在接收装置侧为  $(M \times T')$ ，两者有偏差。为此，在接收信号的有效码元期间与 FFT 窗信号为  $H$ （高）电平期间产生偏差。越是传送帧后方的数据码元，该偏差累积得越大。

为此，在 FFT 窗信号定时产生偏差时，变换成频域的信号在码元内产生相位旋转。这时，接收信号  $R(k)$  如下式所示。

$$R(k) = H(k) \times X(k) \times \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

式中， $N$ 、 $K$ 、 $\Delta t$  分别表示 FFT 点数（有效码元期间的采样数）、副载波频率、FFT 窗信号的定时偏差。

因此，即使用基准码元推定的传送路径特性  $H(k)$  除接收信号  $R(k)$ ，均衡接收信号  $R(k)$ ，在上式中，也留有因 FFT 窗信号的定时偏差  $\Delta t$  而引起的相位旋转项。设均衡后的接收信号为  $R'(k)$ ，则如下式所示。

$$R'(k) = X(k) \times \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

因而，在发送装置中，向传送码元中的多个预定副载波预先分配作为基准相位的已知导频。发送信号  $X(k)$  中，该多个预定副载波  $K(k=K_0, K_1, \dots, K_n)$  是已知的。导频例如分配至一定频率间隔的副载波  $k$ 。或者，导频也可分配至预定不等间隔的副载波  $k$ 。这时，预定不等间隔可由 PN 序列规定。

发送导频  $X(k)$  是已知的，因而，与接收导频  $R'(k)$  的相位差  $\phi(k)$  由下式求得。

$$\phi(k) = -2\pi \times K \times \Delta t / N$$

若求得相对于该副载波  $K$  的相位差 $\phi$ 的变化，则可推定 FFT 窗信号的定时的偏差 $\Delta t$ 。

PC 提取器 804，从均衡器 801 均衡的接收信号，取出导频。取出的导频向相位变化运算器 805 输出。相位变化运算器 805 求导频相位，从而求得相对于副载波的相位变化量。该求得的相位变化量向窗偏差推定器 806 输出。窗偏差推定器 806，根据对传送码元内的副载波  $k$  的相位变化量，推定 FFT 窗信号的定时偏差 $\Delta t$ 。该推定的定时偏差 $\Delta t$  向 FFT 窗发生器 110 输出。FFT 窗发生器 110，根据该定时偏差 $\Delta t$ ，调节 FFT 窗信号的产生定时。

如上所述，根据本发明第 4 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法，在上述第 1 实施形态说明的控制上增加下述操作，由接收的基准码元推定传送路径，进行 OFDM 信号均衡。进而，从均衡的信号提取导频，根据导频的相位变化，推定傅里叶变换时的 FFT 窗信号定时偏差，对该偏差加以修正。

由此，第 4 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法。在第 1 实施形态 1 的效果上增加下述效果：即使采样频率存在偏差时，也可在提取码元同步的状态下进行码元解调。

#### (第 5 实施形态)

FFT 窗信号的定时偏差，也可如下述第 5 实施形态所示进行修正。下面，参照图 14，说明本发明第 5 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法。

图 14 是本发明第 5 实施形态的 OFDM 解调装置的构成框图。图 14 中，第 5 实施形态的 OFDM 解调装置的构成是在第 4 实施形态的 OFDM 解调装置上增加传送路径信息修正器 901 和相位偏差推定器 902。

相位变化运算器 805 与上述实施形态 4 同样，如下所述求相对于副载波  $k$  的相位差 $\phi(k)$ 。

$$\phi(k) = -2\pi \times k \times \Delta t / N$$

相位偏差推定器 902 用该相位差 $\phi(k)$ ，进行下述运算以推定相位偏差 $P(k)$ 。

$$P(k) = \exp(\phi(k)) = \exp(-j \times 2\pi \times K \times \Delta t / N)$$

传送路径信息修正器 901，把该相位偏差 $P(k)$ 与上述推定的传送路径信息 $H(k)$ 相乘，求得修正的传送路径信息 $H_p(k)$ 。

$$H_p(k) = H(k) \times P(k)$$

均衡器 801，用该修正的传送路径信息 $H_p(k)$ 除接收信号 $R(k)$ ，对接收信

号  $R(k)$  进行均衡 ( $=R'(k)$ )。

$$R(k) = H(k) \times X(k) \times \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

$$R'(k) = R(k) / H_p(k) = X(k)$$

由此，也可用推定的定时偏差  $\Delta t$  引起的相位偏差  $P(k)$ ，修正传送路径信息  $H(k)$ ，用该修正的传送路径信息  $H_p(k)$  进行接收信号  $R(k)$  的均衡。

进而，在推定的定时偏差  $\Delta t$  接近于采样周期时，也可进行下述操作。在用 FFT 窗发生器 110 调整 FFT 窗信号的产生定时，且定时偏差  $\Delta t$  比采样周期小时，可用传送路径信息修正器 901 进行传送路径信息的修正操作，由此修正定时偏差  $\Delta t$  引起的相位旋转。在用 FFT 窗发生器 110 调整 FFT 窗信号的产生定时的情况下，也可安排成窗偏差推定器 806 根据该调整的定时，使传送路径信息修正器 901 工作，用传送路径信息修正器 901 修正 FFT 窗信号定时变化时引起的相位旋转。

如上所述，通过用数据解调器 104 解调均衡器 801 均衡的接收信号  $R'(k)$ ，可提高解调精度。

#### (第 6 实施形态)

FFT 窗信号定时偏差  $\Delta t$  的影响，也可如第 6 实施形态所示进行修正。下面，参照图 15，说明本发明第 6 实施形态的 OFDM 解调装置和解调方法。

图 15 是本发明第 6 实施形态的 OFDM 解调装置的构成框图。图 15 中，第 6 实施形态的 OFDM 解调装置是在第 4 实施形态的 OFDM 解调装置上再增加相位偏差推定器 902 和相位修正器 903 而构成的。

相位变化运算器 805 与第 4 实施形态同样，如下所示求相对于副载波  $k$  的相位差  $\phi(k)$ 。

$$\phi(k) = -2\pi \times k \times \Delta t / N$$

相位偏差推定器 902，用该相位差  $\phi(k)$  进行下述运算，推定相位偏差  $P(k)$ 。

$$P(k) = \exp(\phi(k)) = \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

均衡器 801，通过用传送路径信息  $H(k)$  除接收信号  $R(k)$  进行接收信号  $R(k)$  的均衡 ( $=R'(k)$ )。

$$R(k) = H(k) \times X(k) \times \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

$$R'(k) = R(k) / H(k)$$

$$= X(k) \times \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

相位修正器 903 使均衡器 801 输出的均衡接收信号  $R'(k)$  反向旋转相位偏

差  $P(k)$  的相位部分，进行相位修正。为使相位反转，可把相位偏差  $P(k)$  的复共轭与接收信号  $R'(k)$  相乘。

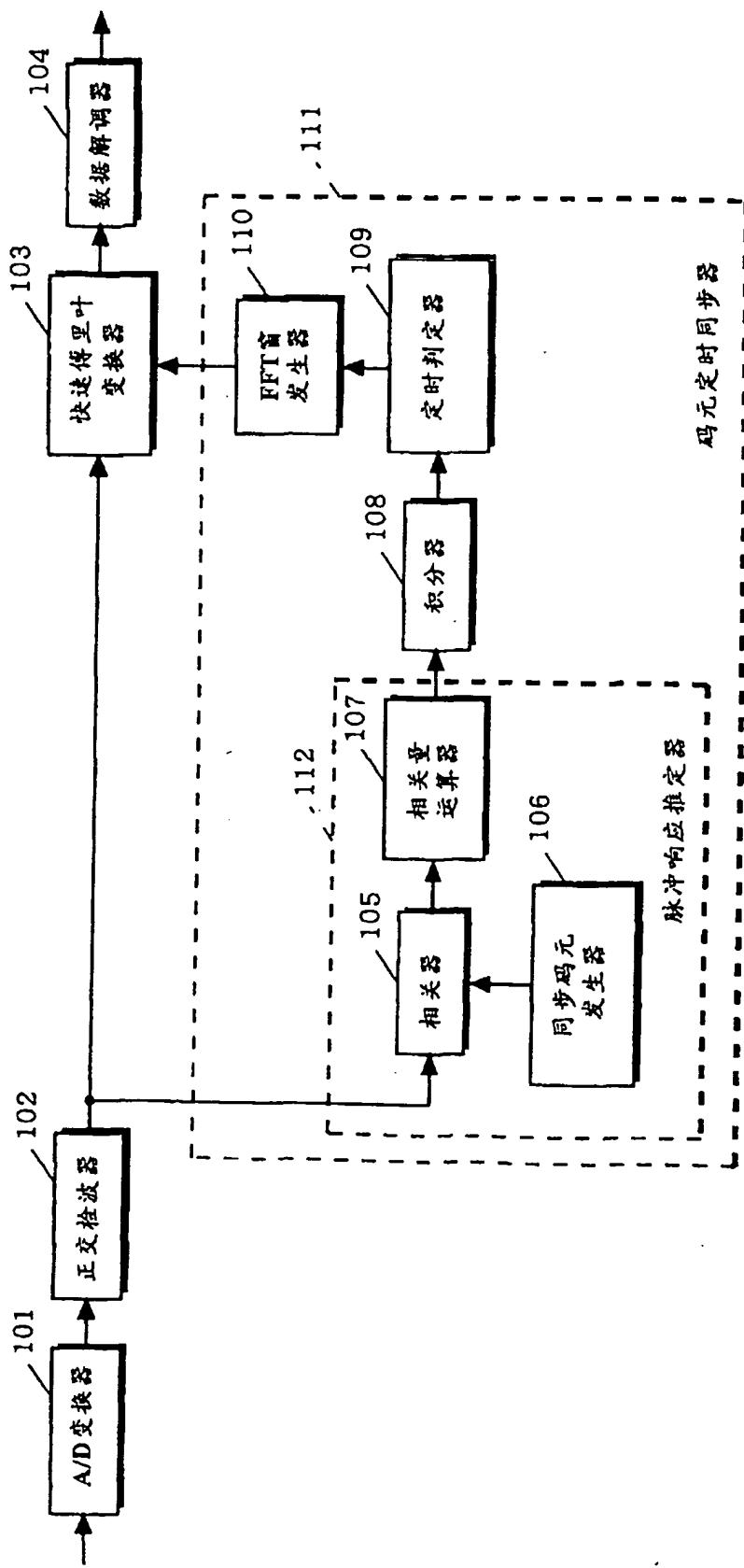
$$R''(k) = R'(k) \times \exp(j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N) = X(k)$$

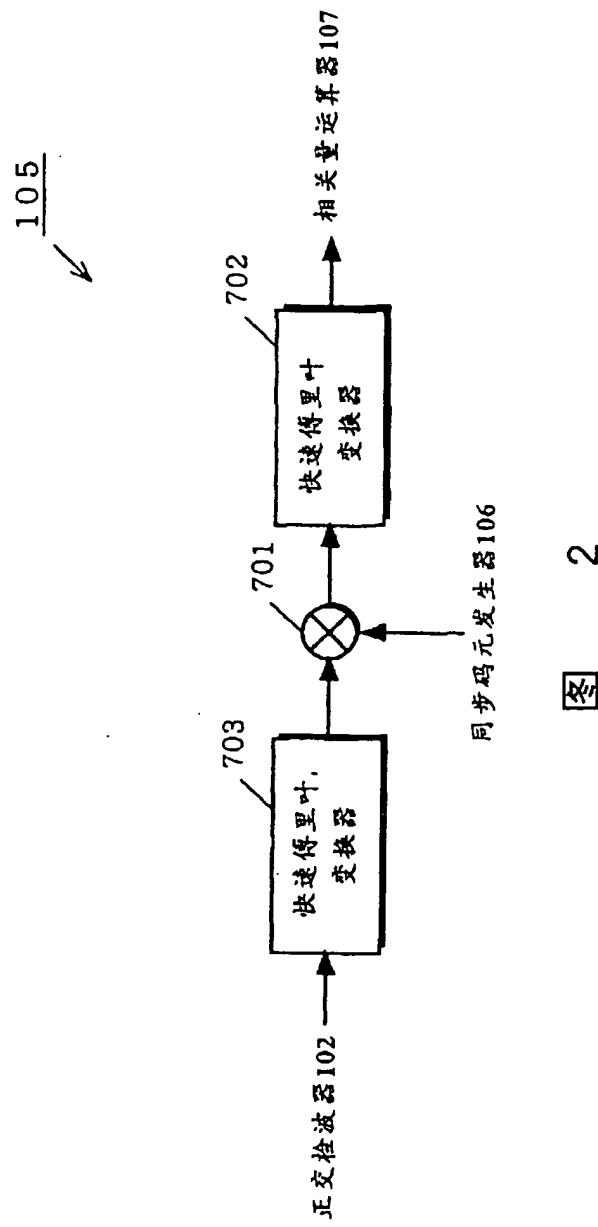
如上所述，通过用数据解调器 104 解调均衡器 801 加以均衡且相位修正器 903 进行相位修正的接收信号  $R''(k)$ ，可提高解调精度。

在上述第 4～第 6 实施形态中，虽然以在第 1 实施形态的 OFDM 解调装置上加上均衡器 801、传送路径推定器 802、基准码元发生器 803、PC 提取器 804、相位变化运算器 805、窗偏差推定器 806、传送路径信息修正器 901、相位偏差推定器 902 和相位修正器 903 等各构成的情况进行说明，但这些构成当然也可加至第 2 和第 3 实施形态的 OFDM 解调装置。

上述第 1～第 6 实施形态的 OFDM 解调装置所进行的各种运算，可利用例如数字信号处理器 (DSP) 来实现。进而，执行上述运算处理步骤的计算机程序记录在记录媒体上，通过执行该程序可实现这些运算处理。

# 说 明 书 附 图





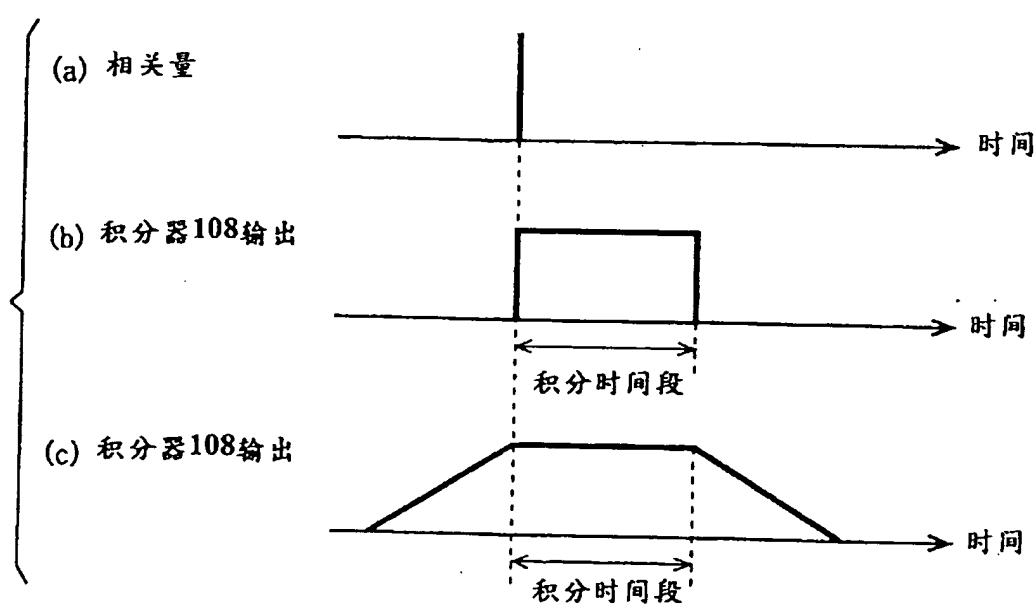


图 3

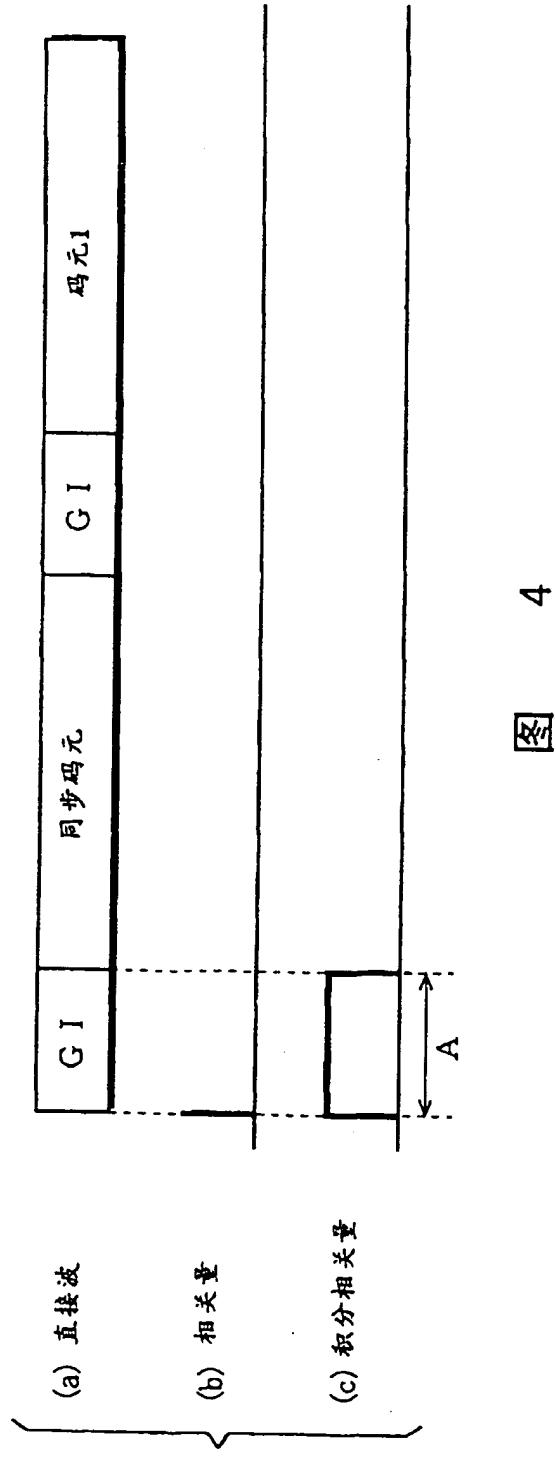


图 4

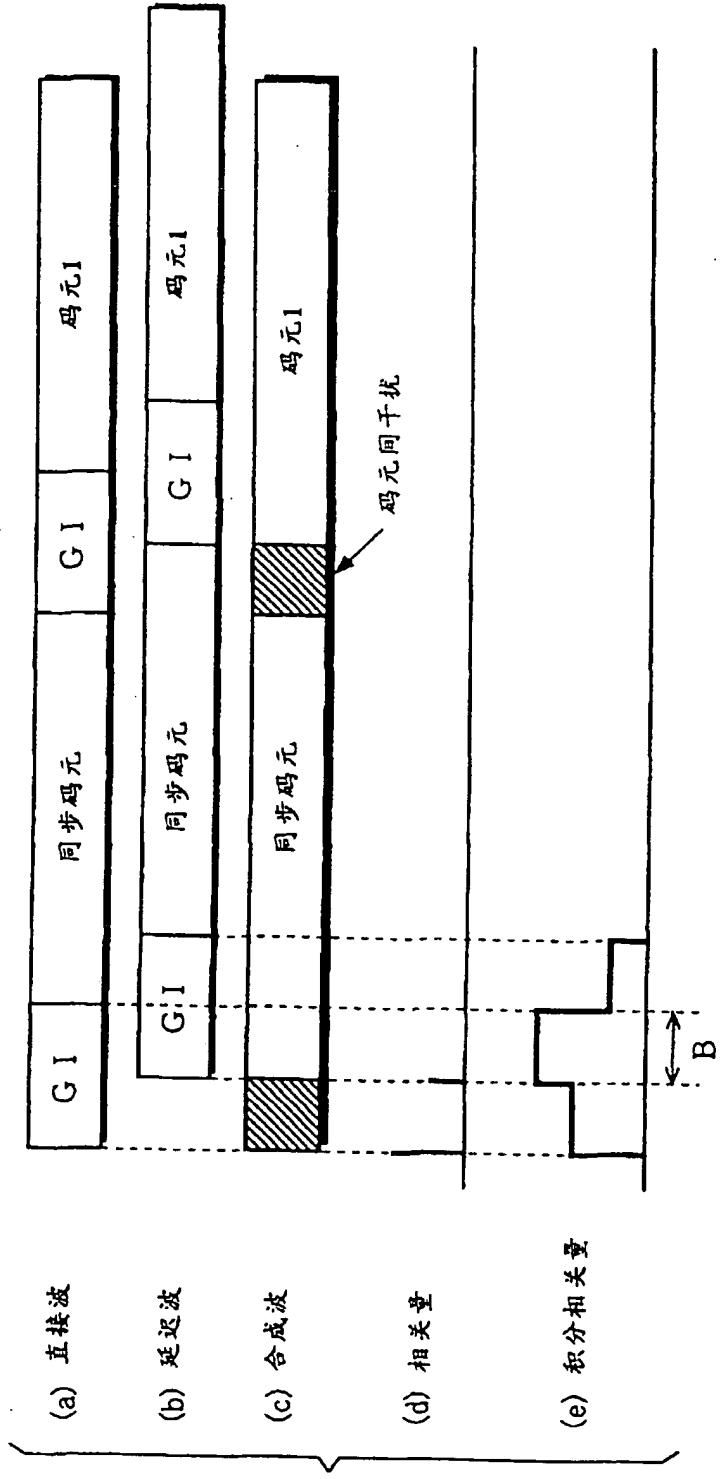


图 5

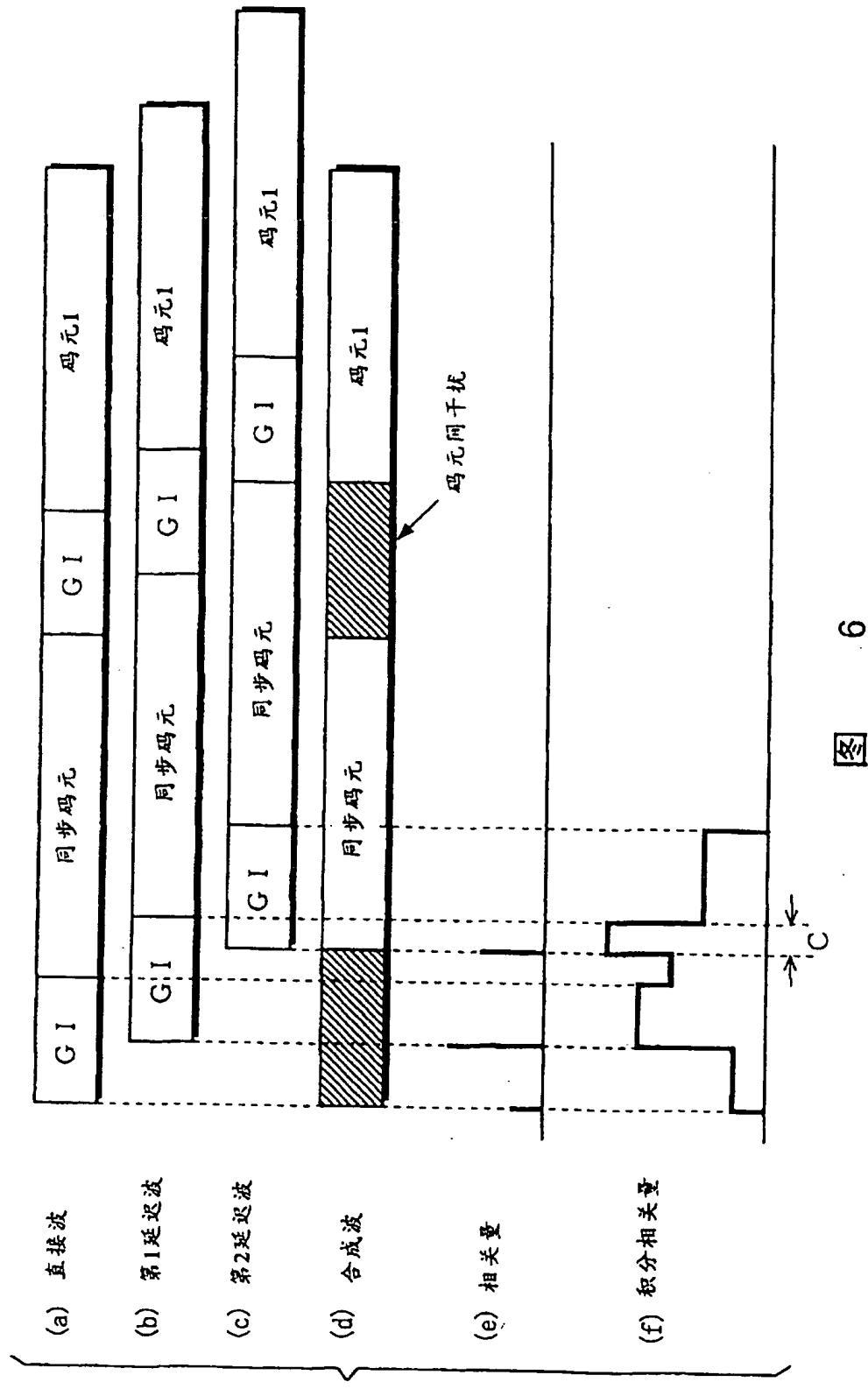
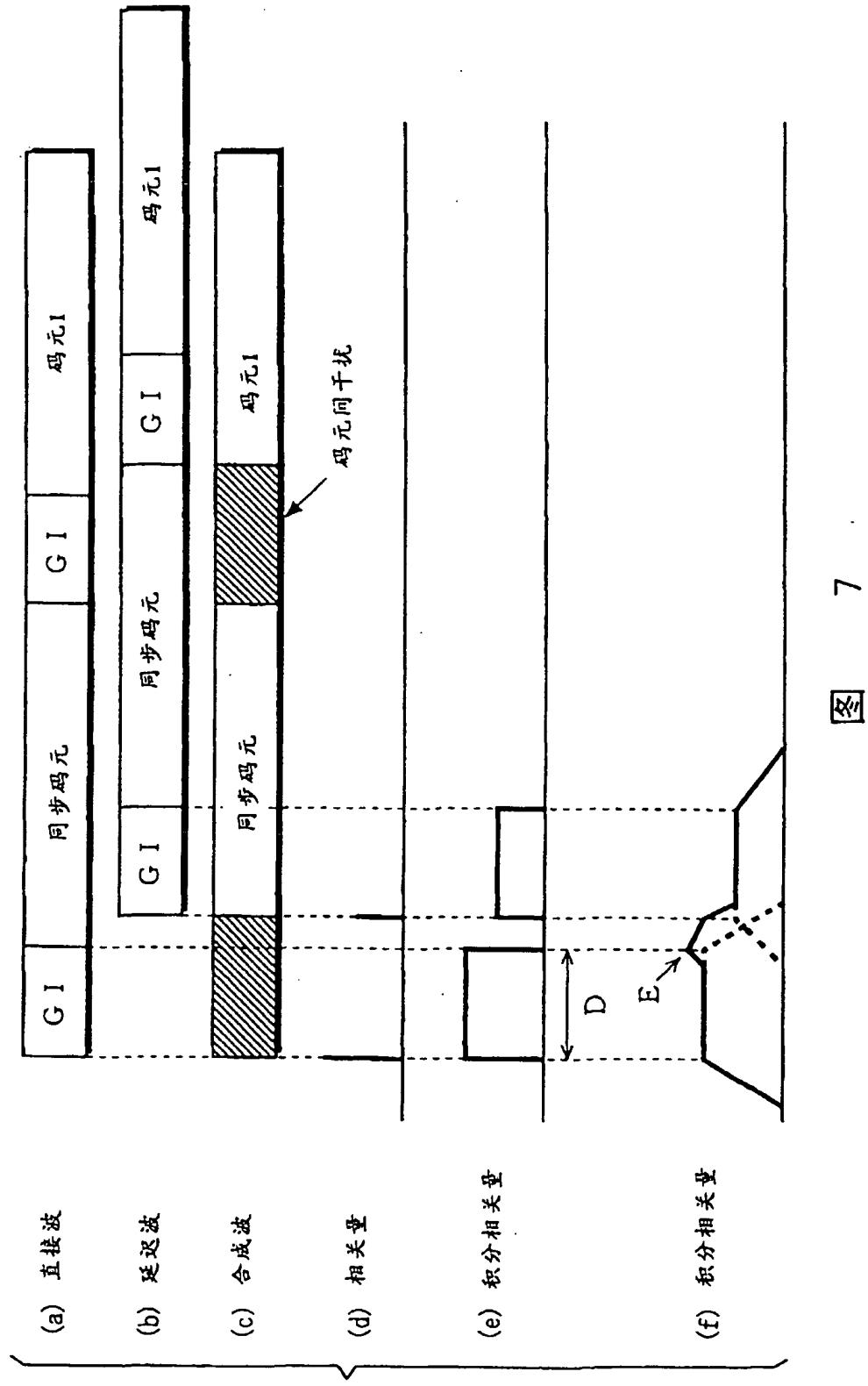


图 6



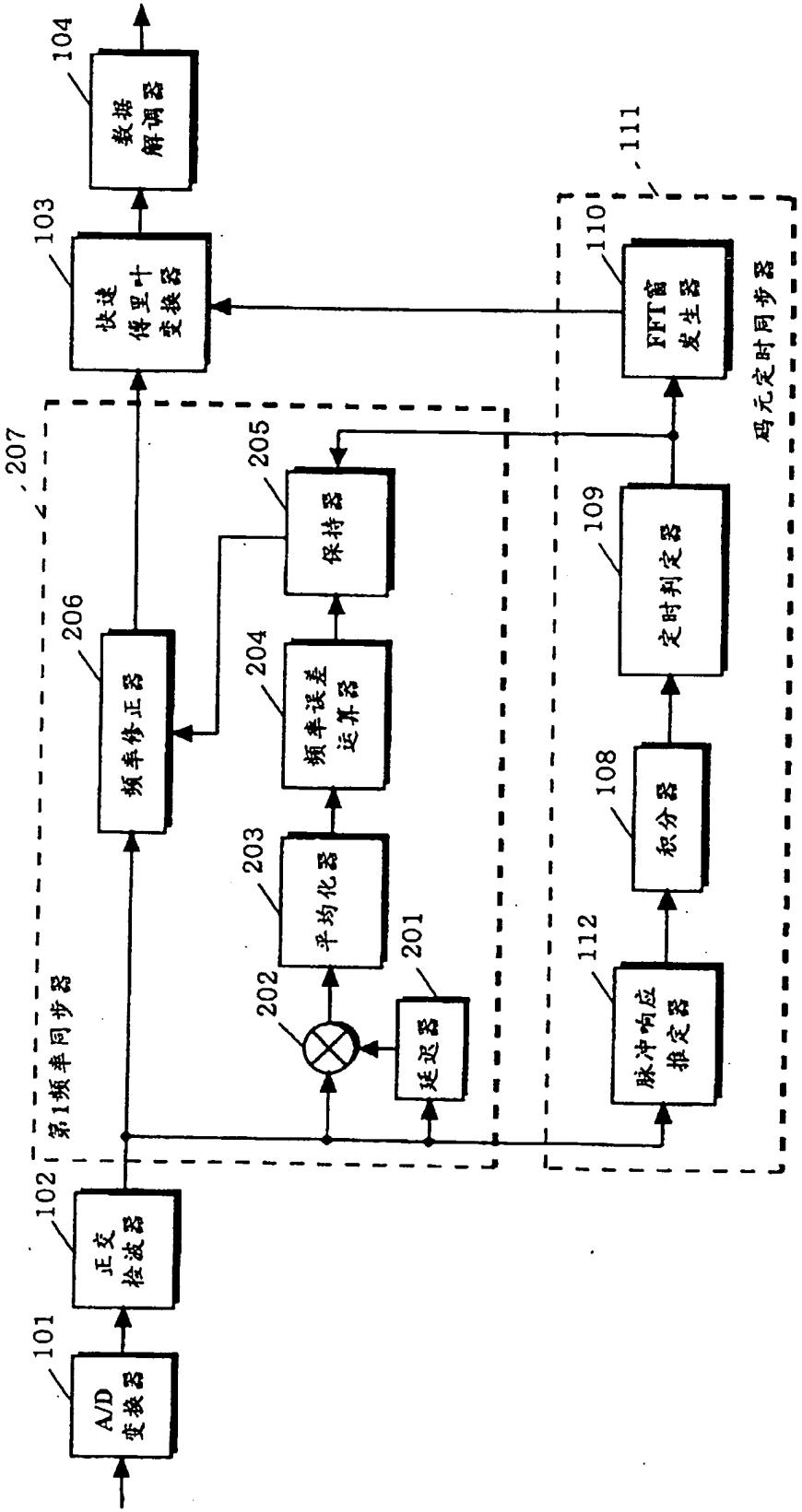


图 8

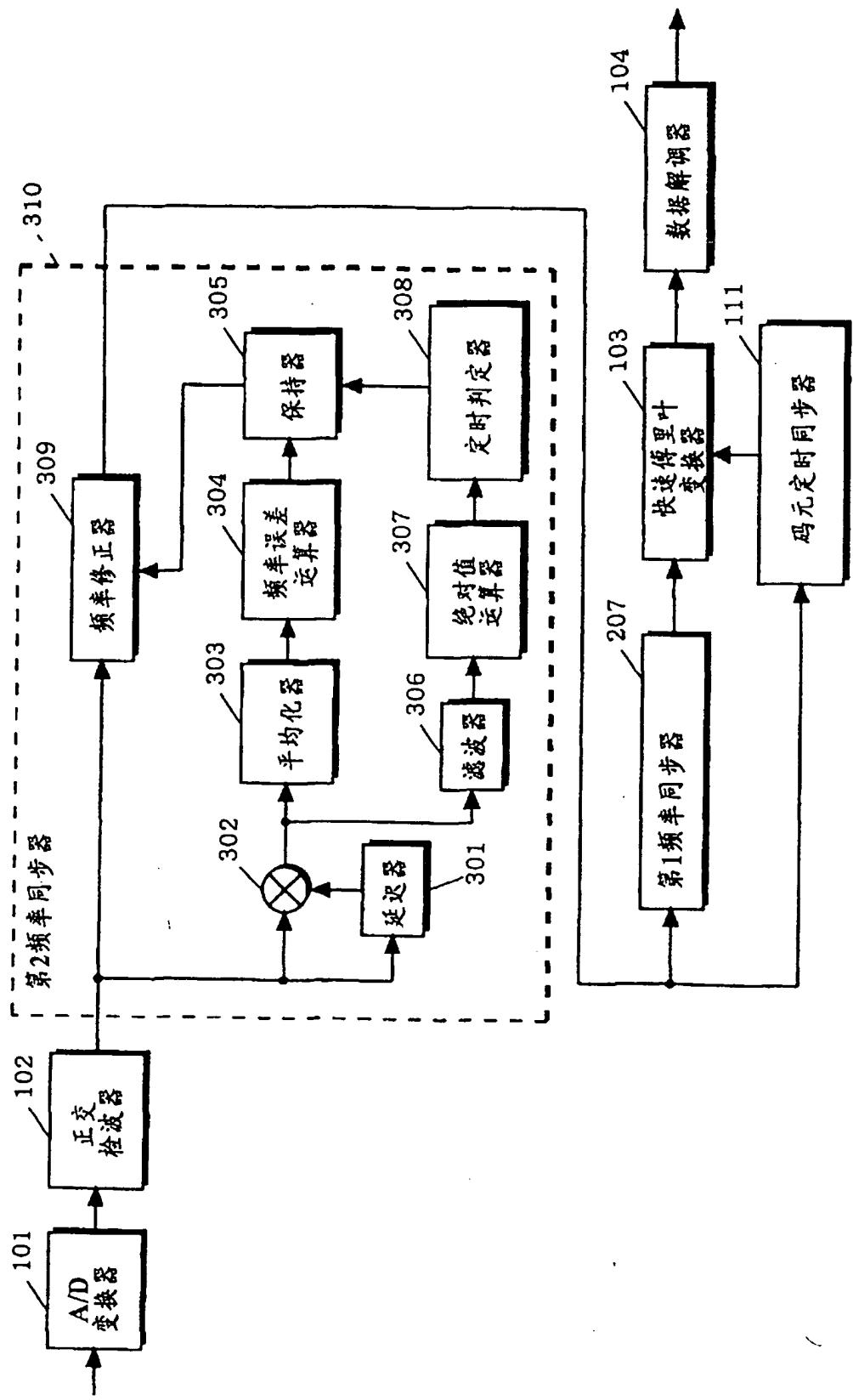


图 9

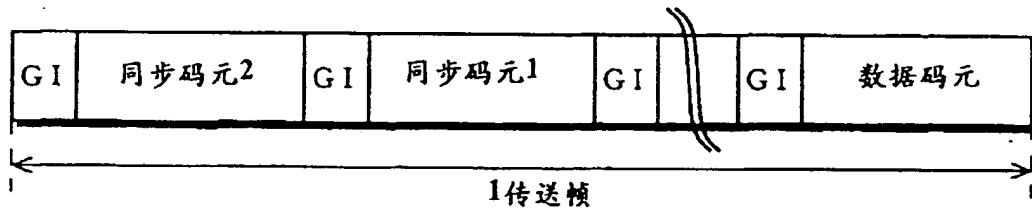


图 10

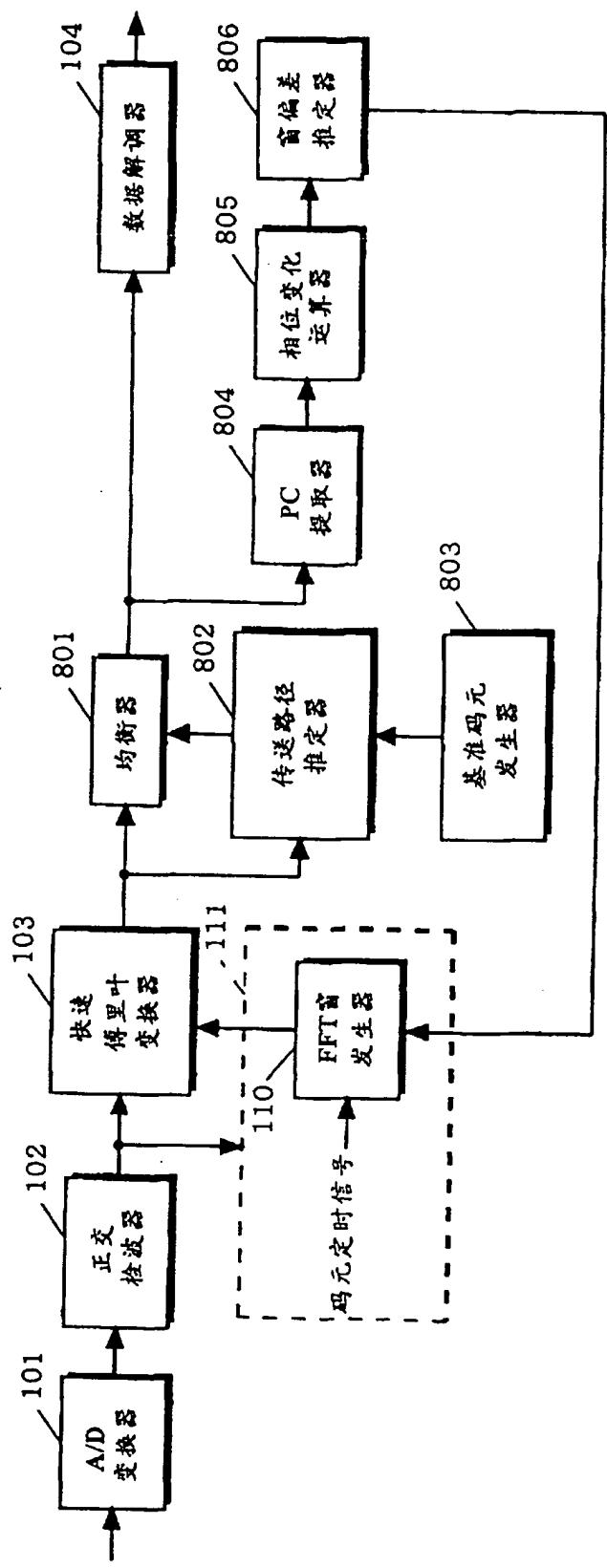


图 11

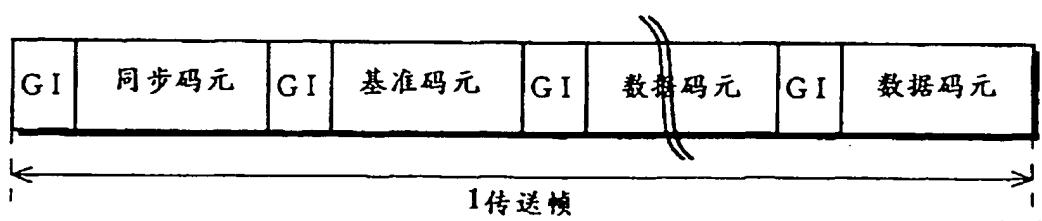
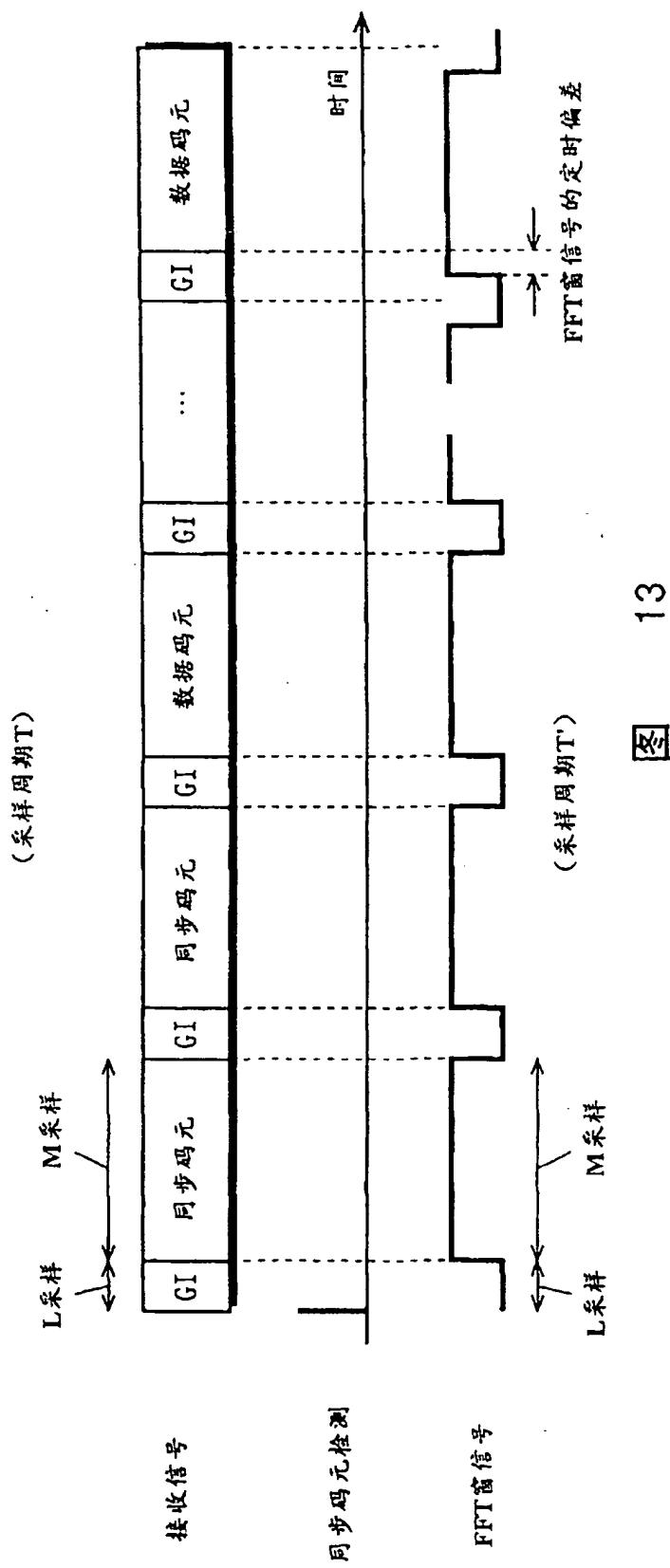


图 12



13

图

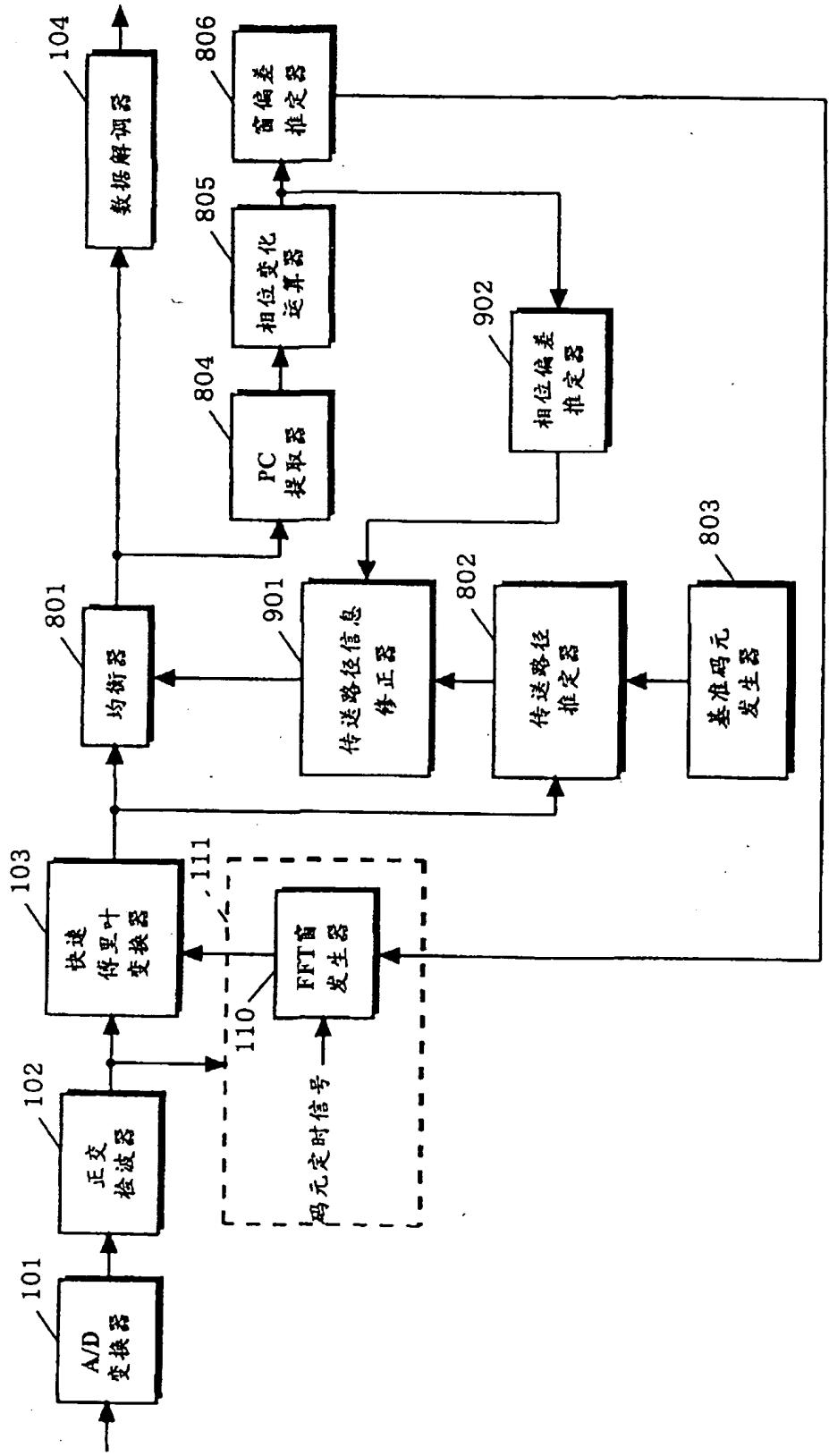


图 14

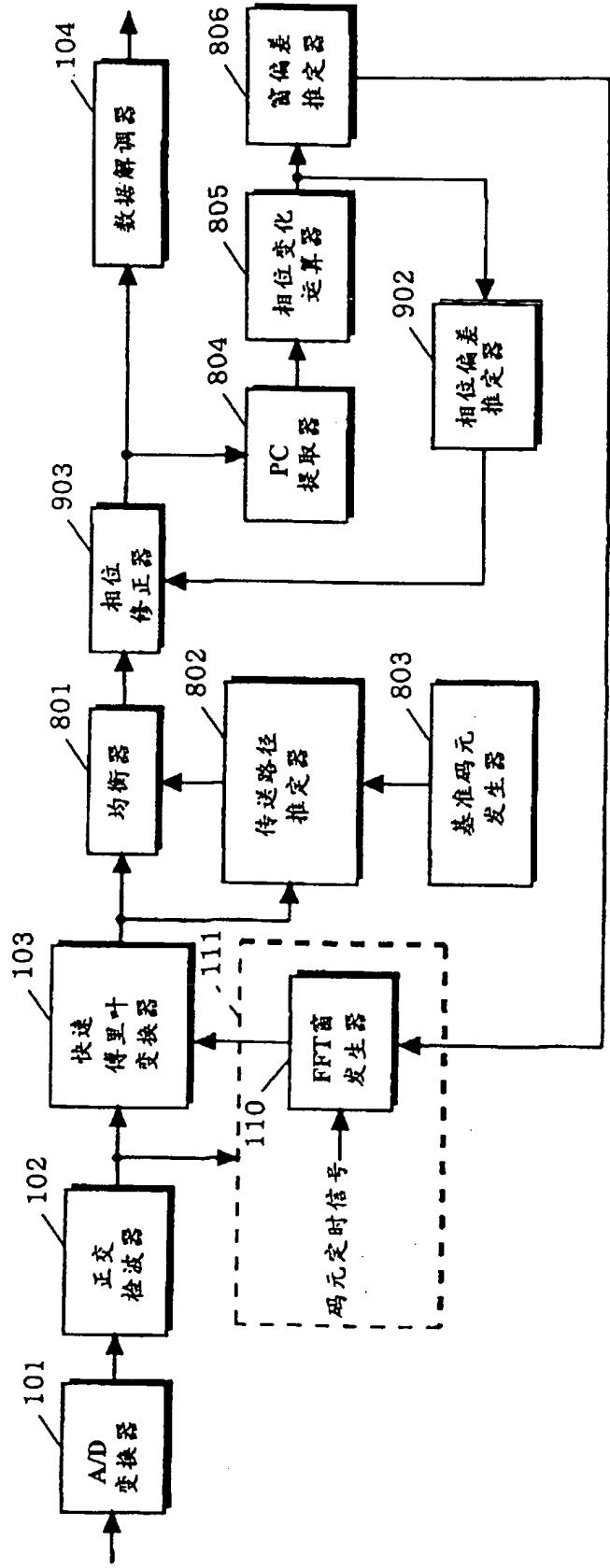


图 15

